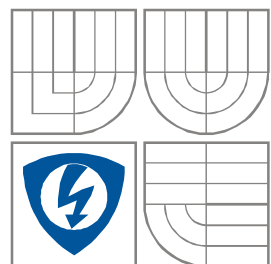


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

LABORATORNÍ MODEL VÍROVÉHO RYCHLOMĚRU

LABORATORY MODEL OF THE VORTEX SPEED INDICATOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

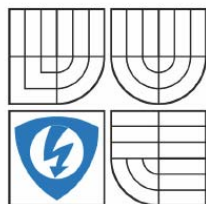
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. ONDŘEJ KAZDA

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. VIERA BIOLKOVÁ

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Ondřej Kazda
Ročník: 2

ID: 83658
Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Laboratorní model vírového rychloměru

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte fyzikální principy, konstrukci a funkci vírového rychloměru s ultrazvukovým snímáním frekvence vírů Karmanovy vírové stezky. Navrhněte blokovou strukturu modelu vírového rychloměru, jeho mikroprocesorového systému a elektronických obvodů.

Proveďte výběr vhodných ultrazvukových vysílačů a přijímačů s ohledem na jejich snadnou komerční dostupnost. Navrhněte elektronické obvody, mikroprocesorový systém a software laboratorního modelu vírového rychloměru a připravte kompletní podklady pro jeho realizaci.

Realizujte laboratorní model vírového rychloměru a měřením ověřte jeho charakteristiky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] ČIŽMÁR, J. Letecké přístroje a výšková výstroj letadel. Skriptum. Brno: FVT UO v Brně, 2007.
- [2] LIN, Y., HANS, V. Self-monitoring ultrasonic gas flow meter. Journal of Physics: Conference Series. 2005, vol. 13, p. 81-85.
- [3] HARDY, J., E., McKNIGHT, T.E., HYLTON, J.O. Real-Time Measurement of Vehicle Exhaust Gas Flow. In Proceedings of the 4th International Symposium on Fluid Flow Measurement. Denver, USA: CEESI - Colorado Engineering Experiment Station Inc., 1999, p. 1-11.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: Ing. Viera Biolková

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Ondřej Kazda
Bytem: Masarykova 741, Velký Osek, 28151
Narozen/a (datum a místo): 12. dubna 1985 v Českém Brodě
(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta [elektrotechniky a komunikačních technologií](#)
se sídlem [Údolní 53, Brno, 602 00](#)
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
[prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika](#)
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☒ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: [Laboratorní model vírového rychloměru](#)

Vedoucí/ školitel VŠKP: [Ing. Viera Biolková](#)

Ústav: [Ústav radioelektroniky](#)

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy

z důvodu utajení v něm obsažených informací)

4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 29. května 2009

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt:

Cílem diplomové práce bylo navržení laboratorního vírového rychloměru. Jedna z možností měření rychlosti tekutin spočívá v rozvoji Karmánovy vírové stezky. Ke vzniku vírů dochází vložením překážky do cesty proudění a chování tekutiny popisuje Reynoldsovo číslo. Víry se šíří Strouhalovou frekvencí, která je úměrná střední rychlosti proudění. Ultrazvukové vlny se vyznačují vysokou citlivostí na přítomnost turbulencí v kapalině. V práci je použit ultrazvukový pár měničů UST40R/T, které pracují na 40kHz. Buzení měničů zajišťuje mikrokontroler ATtiny2313. Výběr pásma, ve kterém je obsažena informace o vírech, zajišťuje aktivní pásmová propust. Obvod 74HC4046 představuje fázový závěs, zavěšený na 40kHz a jeho ladící napětí VCO sleduje periodické chyby vstupního signálu. Nízká hodnota Strouhalovy frekvence umožňuje využít zvukovou kartu PC pro další zpracování signálu simulinkem v reálném čase.

Abstract:

The aim of this master's thesis was to design the model of vortex speed indicator. One of the possibility of measuring the speed of fluid consists in developing the Karmán vortex sheet. The presence of fluid is described by Reynolds number. Vortices in a streaming fluid are generated by a bluff body. The vortices are spread by Strouhal frequency which is proportional to the mean flow velocity. Ultrasound is suitable for measuring of artificial turbulences in the fluid due to high sensitivity. Ultrasonic transducers UST40R/T are used and they work on 40kHz center frequency. The transducers are driven by microcontroller atmel ATtiny2313. The signal from transducers is filtered by active bandpass filter ensuring choice of band with information about vortices. Circuit 74HC4046 is phase lock loop which is lock on 40kHz and VCO input voltage follow periodic errors of input signal. The PC sound card is suitable device for signal processing because of the low Strouhal frequency. Simulink provide available solution in real time processing.

Klíčová slova:

Von Karmanova vírová stezka, Laboratorní model vírového rychloměru, Strouhalovo číslo, Reynoldsovo číslo, Měření laminárního proudění vzduchu, Ultrazvukové měniče, Fázový závěs, Pásmová propust stavové proměnné, Simulink.

Klíčová slova ENG:

Von Karman vortex sheed, Laboratory Model of the Vortex Speed Indicator, Strouhal Number, Reynolds number, Laminar flow measurement of wind, Ultrasonic transducers, Phase-locked-loop, State Variable Bandpass, Simulink.

Bibliografická citace

KAZDA, O. *Laboratorní model vírového rychloměru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 54 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Viera Biolková.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Laboratorní model vírového rychloměru jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Vieri Biolkové za účinnou metodickou a pedagogickou pomoc. Za odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce děkuji doc. Ing. Janu Čižmárovi, Csc.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Obsah :

1	Úvod.....	3
2	Proudění tekutin	4
2.1	Možnosti měření proudění tekutin	4
3	Popis vzniku vírů.....	5
3.1	Reynoldsovo číslo	5
3.2	Strouhalovo číslo a určení frekvence šíření víru	6
4	Měřicí metoda :	8
4.1	Modulace signálu	9
5	Ultrazvuk.....	10
5.1	Základní veličiny popisující ultrazvuk	10
6	Ultrazvukové měniče.....	11
6.1	Ultrazvukové měniče UST40T a UST40R.....	11
6.2	Údaje z katalogu.....	12
6.3	Buzení měničů.....	14
7	Filtrace signálu z měničů.....	15
7.1	Volba zapojení a výpočet hodnot součástek :	15
7.2	Volba OZ.....	17
7.3	Ověření vlastností filtru.....	18
8	Detektor - PLL	20
8.1	Obvod 74HC4046	21
8.2	Fázový detektor	22
8.3	Šumové vlastnosti	23
8.4	VCO	24
8.5	Filtr smyčky.....	25
8.5.1	Návrh filtru smyčky	27
8.5.2	Testování detektoru	29
9	Konstrukce komory	29
10	Zpracování demodulovaného signálu v Simulinku	30
11	Závěr	33
12	Přílohy	36
A.	Schéma zapojení – 40kHz generátor + PLL.....	36
B.	Schéma zapojení Pásmové propusti	37
C.	Desky plošných spojů:	38
D.	Osazení desek plošných spojů:.....	39
E.	Rozpiska součástek	40
F.	Přípravek	42
G.	Měřicí komora	44
H.	Testovací signály.....	45

Seznam Obrázků :

Obrázek 1-	a),b),c),d) trajektorie popisující proudění v okolí překážky pro různá Re [5]	6
Obrázek 2-	Trajektorie šíření vírů pro různá Re [10]	7
Obrázek 3 -	Znázornění Reynoldsova čísla a strouhalovy frekvence pro různé překážky	7
Obrázek 5-	Blokové schéma měřiče	8
Obrázek 6 -	Znázornění rozvoje Karmanovy stezky v komoře	9
Obrázek 7-	Náhradní schéma měniče[8]	11
Obrázek 8 -	Zapojení testovacího obvodu[11]	12
Obrázek 9 -	Směrová charakteristika UST40R a UST40T[11]	12
Obrázek 10 -	Závislost vybuzení přijímače na vzdálenosti od vysílače[11]	13
Obrázek 11 -	Uspořádání ultrazvukových měničů v měřicí komoře	13
Obrázek 12 -	Průběhy budicího signálu čidla a odezvy na přijímacím čidle	14
Obrázek 15 -	Pouzdro TL082 a TL084[13]	17
Obrázek 16 -	Detail propustného pásma filtru pro teploty 0, 10, 25, 30°C	18
Obrázek 17 -	Simulace filtru v Pspice	18
Obrázek 18 -	Měření filtru na spektrálním analyzátoru 35665A	19
Obrázek 19-	Smyčka PLL	20
Obrázek 20 -	Pracovní pásma PLL	21
Obrázek 23 -	Časové průběhy pro 4046A[15]	22
Obrázek 25 -	Charakteristika VCO	25
Obrázek 26 -	Druhy filtrů smyčky PLL	26
Obrázek 27 –	Aktivní dolní propust třetího řádu	27
Obrázek 28 -	Simulace filtru v Pspice	28
Obrázek 30 -	Měřicí komora	30
Obrázek 31 -	Zpracování signálu v simulinku	31
Obrázek 32 -	DSP filtr	38
Obrázek 33 -	DSP -GEN+PLL	38
Obrázek 34-	Osazení DSP filtr	39
Obrázek 35 –	Osazení DSP GEN+PLL spodní strana pohled ze spodu	39
Obrázek 36 –	Osazení DSP GEN+PLL vrchní strana pohled zvrchu	39
Obrázek 37 –	Filtr – realizace	42
Obrázek 38 -	PLL + Generátor – realizace	42
Obrázek 39 -	Přípravek – realizace	43
Obrázek 40 –	Měřicí komora – pohled z vrchu	44
Obrázek 41 -	Měřicí komora - bez vstupního dílu	44
Obrázek 42 -	Testovací FSK signál 40kHz \pm 600Hz	45
Obrázek 43-	Porovnání signálu na Dem. pro b) poměrový RC a a) aktivní filtr 3 řád	45
Obrázek 44 -	a) nastavení buzení 40kHz b) Minimální detekovaný FSK hop s FSK rate = 10Hz	46
Obrázek 45 -	a) Dem. output 40kHz b) Dem. při aplikaci FSK hop s FSK rate = 10Hz	46
Obrázek 46 -	a) Fázová modulace modulační fce. sin b) Fázová modulace modulační fce. – obdelník	46
Obrázek 47 -	b) průběhy signálů na Dem. při nastavení z obr.46a)b)	47
Obrázek 48 -	PM fázová odchylka 200° trojúhelník - modulační funkce a odezva na DEMout.	47
Obrázek 49 -	Měřicí pracoviště	48

Seznam Tabulek :

Tabulka 1 -	Katalogové hodnoty UST40R a UST40T[11]	12
Tabulka 2 -	Rozpiska součástek filtr	40
Tabulka 3 -	Soupiska součástek Generátor a PLL	41

1 Úvod

Měření průtoku tekutin je možné na základě různých fyzikálních principů, jedním z nich je rozvoj Von Karmánovy vírové stezky. V tekutině dochází k nestabilitě, definované Reynoldsovým číslem, při níž vznikají víry, které šíří se Strouhalovou frekvencí ve směru proudění. Frekvence šíření vírů je úměrná střední rychlosti proudění tekutiny, v tomto případě proudění vzduchu. Pro pozorování vzniku vírů je nutná měřicí komora, zaručující laminární proudění.

Ultrazvuková měření se vyznačují vysokou citlivostí na vznikající turbulentní struktury v tekutině i pro malé rozměry překážek. Ultrazvuková čidla vytvářejí akustické vlnění, do kterého se ve formě periodických poruch modulují vírové struktury, které ovlivňují akustický tlak dopadající na přijímací čidlo.

Pro zlepšení šumových vlastností signálu je signál filtrován pásmovou propustí, buzení vysílače zaručuje mikrokontroler. Detekce periodických poruch je možná využitím fázového závěsu zavěšeného na frekvenci vstupního signálu, ladící napětí pro VCO sleduje fázové změny signálu. Důležitou částí návrhu fázového závěsu je dolní propust smyčky vyhlazující řídicí napětí pro VCO, která představuje kritickou část smyčky.

Strouhalova frekvence je dle teoretických předpokladů pro nízké rychlosti proudění a realizovatelné velikosti překážky v řádu stovek Hz, pro následné zpracování je možné využít zvukové karty v PC. Program Matlab nabízí nadstavbu simulink, která je schopná zvukovou kartu využít a v reálném čase signál zpracovat.

2 Proudění tekutin

Společný název tekutin zahrnuje plyny, kapaliny a případně plazmu. Ideální tekutina je látka, která teče tzn. působí na ní pouze síla kolmá k jejímu povrchu. Ve skutečnosti má ale každá kapalina viskozitu a hustotu. Proudění tekutin, tedy plynů a kapalin lze rozdělit na laminární a turbulentní. Laminární proudění je typ proudění, u kterého lze považovat proudnice přibližně k sobě rovnoběžné a kolmé k průřezu roviny, kterou prochází. Proudnice jsou trajektorie, po kterých se pohybují elementy tekutiny, vektor částice je tečný k proudnici. V případě tělesa umístěného v toku tekutiny dochází k „obtékání tělesa“, proudnice kopírují jeho tvar. Proudová trubice se pak chová v podstatě jako reálná trubice, je ovšem tvořena proudnicemi. U turbulentního proudění tomu tak není a proudnice přecházejí ve vírové a vířivé struktury a dochází k promíchávání vrstev tekutiny. Chování tekutiny můžeme sledovat pomocí hodnot Reynoldsova resp. Strouhalova čísla.[5],[2].

2.1 Možnosti měření proudění tekutin

Diferenciální tlakové

Jsou založeny na poklesu tlaku za překážkou, vloženou do cesty proudění. Metody využívají Bernaulliho rovnice. Jsou to především: tryskové, Venturiho trubice, Pitotova trubice, přístroje využívající plovoucích těles v tubě. Všechny diferenciální tlakové měřiče jsou nenáročné a levné aplikace, díky porovnání dvou hodnot tlaků můžeme pomocí Bernaulliho rovnice vypočítat rychlost proudění.

Dopplerovská měření

Vychází z Dopplerova principu, frekvence odraženého signálu je modifikována směrem šíření a rychlostí proudění. Sledujeme tedy posuny frekvence odpovídající rychlosti proudění. Na Dopplerově principu je založena metoda LDA, tedy laserová anemometrie. Princip LDA : ve směru tekoucí kapaliny je umístěn laser emitující záření, které se na částicích rozptyluje a šíří směrem k detektoru, kde je vyhodnocována jeho frekvence. Díky pohybu částic kapaliny(nebo částic umístěných za účelem měření do kapaliny) dochází k malému posuvu frekvence na detektoru oproti vysílačem emitovanému záření o původní vlnové délce.

Elektromagnetické

Jsou založeny na Faradayově zákonu elektromagnetické indukce, v případě že se vodič pohybuje v magnetickém poli je indukováno napětí. Vodič představuje kapalina uvnitř měřicího válce a magnetické pole je vytvořeno vně za pomoci cívek. Indukované napětí je pak přímo úměrné rychlosti proudění. Elektromagnetické měřiče mohou měřit obtížně měřitelné kapaliny, např. korozivní. Mají relativně vysokou energetickou náročnost a mohou měřit pouze elektricky vodivé kapaliny[4].

3 Popis vzniku vírů

3.1 Reynoldsovo číslo

Reynoldsovo číslo nese název po svém objeviteli jménem Osborne Reynolds, vyjadřuje charakter chování proudění tekutiny. Je to bezrozměrné číslo, které je vztažené k tzv. charakteristickému rozměru tělesa, stojícímu v cestě proudění, kterým bývá poloměr, průměr, atd. Je definováno jako vztah mezi setrvačnými a vazkými silami. Dá se spočítat pro všechny druhy kapalin a plynů[6]. Kritické Reynoldsovo číslo pak určuje přechod mezi laminárním a turbulentním prouděním. Začínající nestability v proudění lze pozorovat při hodnotě přibližně $Re > 90$ a přechod proudění na laminární zase při hodnotě $Re > 300$.

Pro Reynoldsovo číslo platí:

$$R_e = \frac{\text{Dynamický tlak}}{\text{smýkové síly}} = \frac{\frac{\rho U_0^2}{D}}{\frac{\mu U_0}{D^2}} = \frac{\rho U_0 D}{\mu} = \frac{D \cdot U_0}{\nu} [-] \quad (1)$$

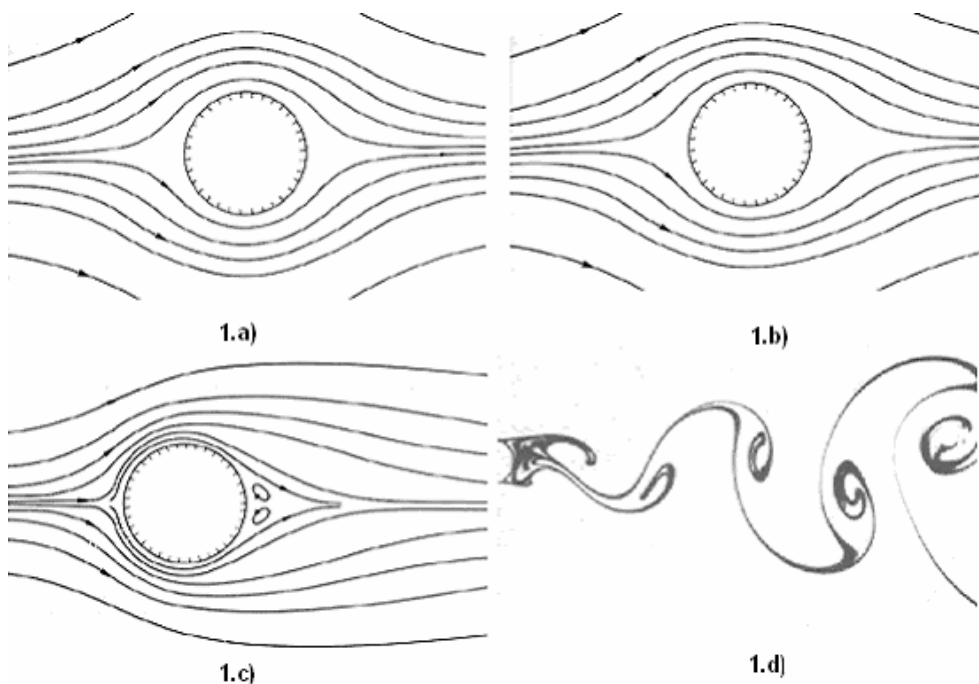
kde Re je Reynoldsovo číslo
 U_0 je rychlost proudění
 D je rozměr překážky
 ν je kinematická viskozita
 μ je dynamická viskozita

Viskozita je veličina charakterizující vnitřní tření a závisí především na přitažlivých silách mezi částicemi. Kapaliny s větší přitažlivou silou mají větší viskozitu, větší viskozita znamená větší brždění pohybu kapaliny, nebo těles v kapalině. Pro ideální kapalinu má viskozita nulovou hodnotu.[6]. Ve vzorci (1) ale figuruje kinematická viskozita, což je poměr dynamické, nebo také absolutní viskozity a hustoty kapaliny a přepočítá se podle vztahu (2).

$$\nu = \frac{\mu}{\rho} [m^2 s^{-1}] \quad (2)$$

Při tlaku $p = 98,1$ kPa je kinematická viskozita vzduchu rovna $15,70 \cdot 10^{-6} m^2 s^{-1}$

Na obr.(1.a) je znázorněna situace, kdy proudění obtéká překážku symetricky ve směru toku před překážkou a za ní. Na dalším obr.(1.b) je znázorněna situace, kdy symetrie mizí a za překážkou pak je proudění narušeno na větší vzdálenosti než před překážkou. Pro situaci na obr.(1.c) můžeme již pozorovat vznik vírů, které se stále drží v prostoru za překážkou. Prolomení hranice rychlosti proudění, kdy jsou oscilace již tak silné, že se jeden z vírů „utrhne“ nastává jev, který se nazývá Strouhalova nestabilita [5]. V dalším intervalu Reynoldsova čísla se objevuje popis vírové struktury pomocí Von Karmanovy vírové stezky, který je charakteristický tím, že jeden vír se šíří a druhý se formuje obr.(1.d).



Obrázek 1-a),b),c),d) trajektorie popisující proudění v okolí překážky pro různá Re [5]

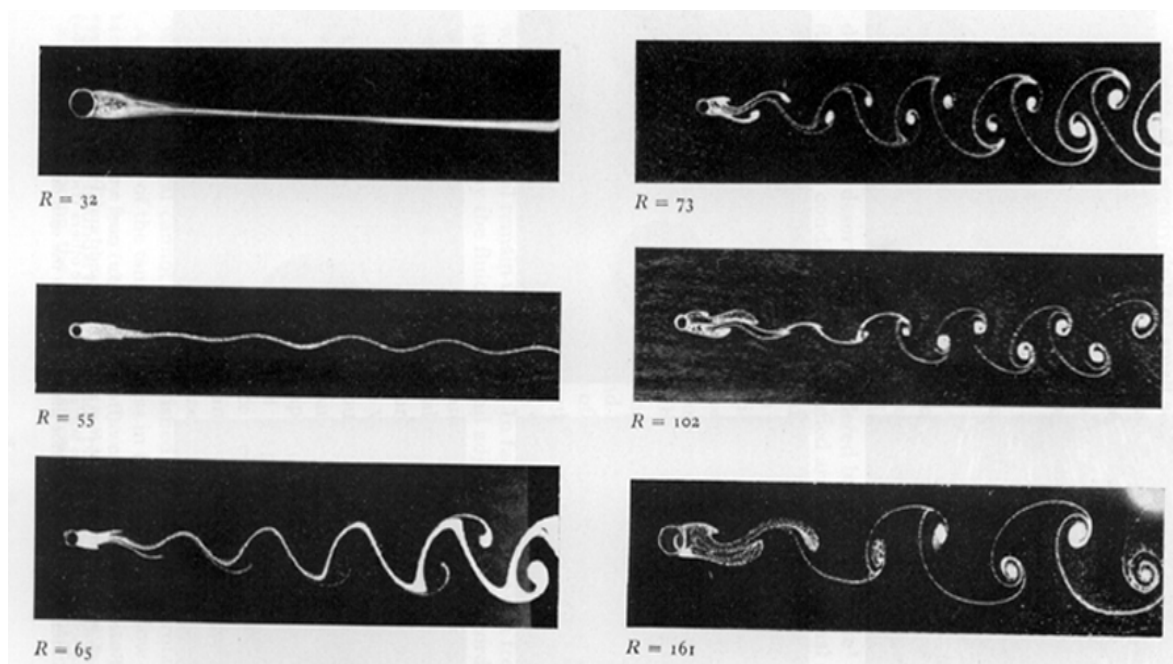
3.2 Strouhalovo číslo a určení frekvence šíření víru

Za překážkou dochází, jak je znázorněno na obr. 1.d) k šíření vírů. Frekvence, se kterou se víry šíří za překážkou v tzv. vírové stezce je označována jako f_s , a jmenuje se po svém objeviteli Strouhalova frekvence. Strouhalovo číslo úzce souvisí s Reynoldsovým číslem. V případě, že je proudění laminární je S pro tubu uvažováno jako 0.22 do Re asi 10^5 , pro turbulentní proudění je S uvažováno 0.3. Pro Strouhalovo číslo tedy platí:

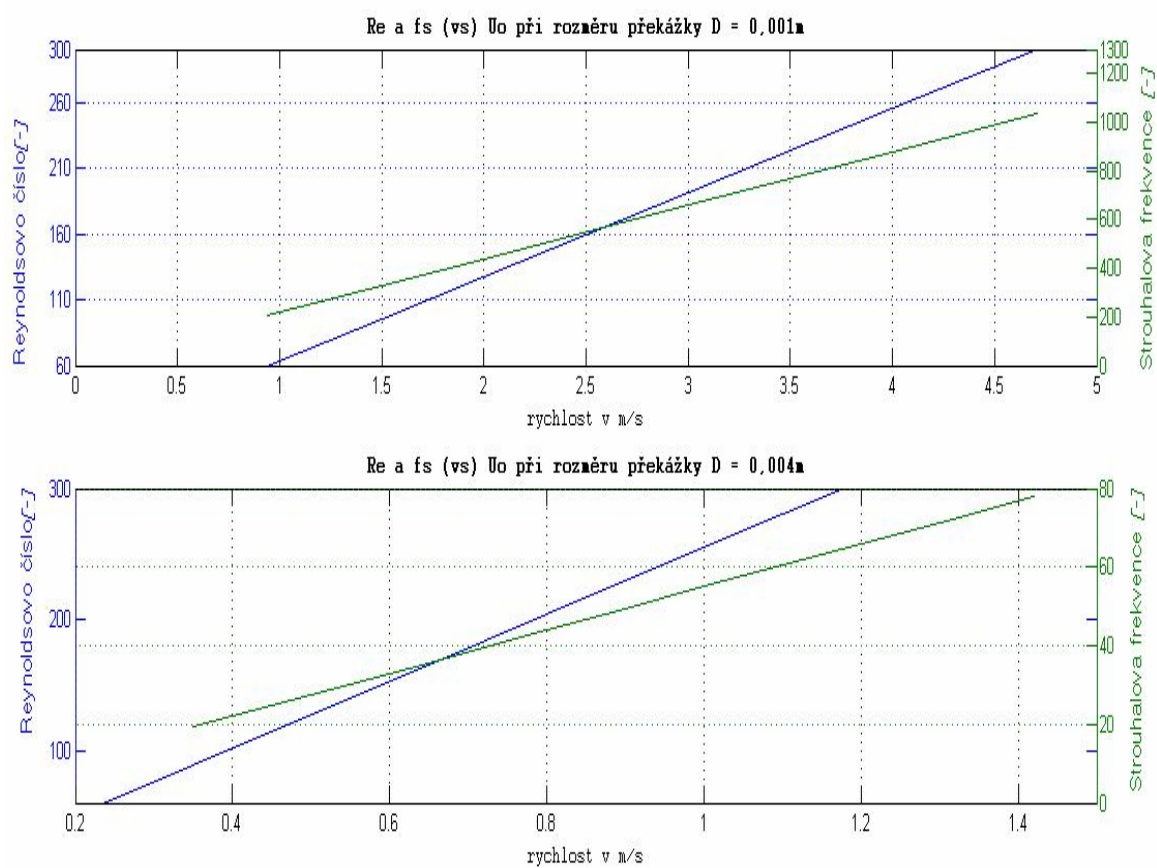
$$S = \frac{f_s \cdot D}{U_0} \quad [-] \quad (3)$$

Kde S je Strouhalovo číslo
 f_s je frekvence vírů v Karmanově vírové stezce

Vztahy (1) a (3) jsou graficky znázorněny na obr.(3) pro překážky 1mm a 4mm. Úsečka v obrázku znázorňuje průběh Strouhalovy frekvence, mimo pásmo nestability není definována. Přímka pak průběh Reynoldsova čísla. Je patrné, že při použití překážek větších rozměrů je vyžadována nižší rychlost laminárního proudění. Strouhalova frekvence bude také pro větší průměr překážky nižší. Velikost vzniklého víru je srovnatelná s velikostí překážky a k rozvoji dochází ve vzdálenosti $> 3D$.



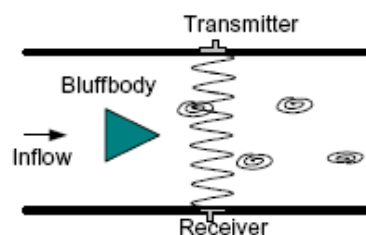
Obrázek 2- Trajektorie šíření vírů pro různá Re [10]



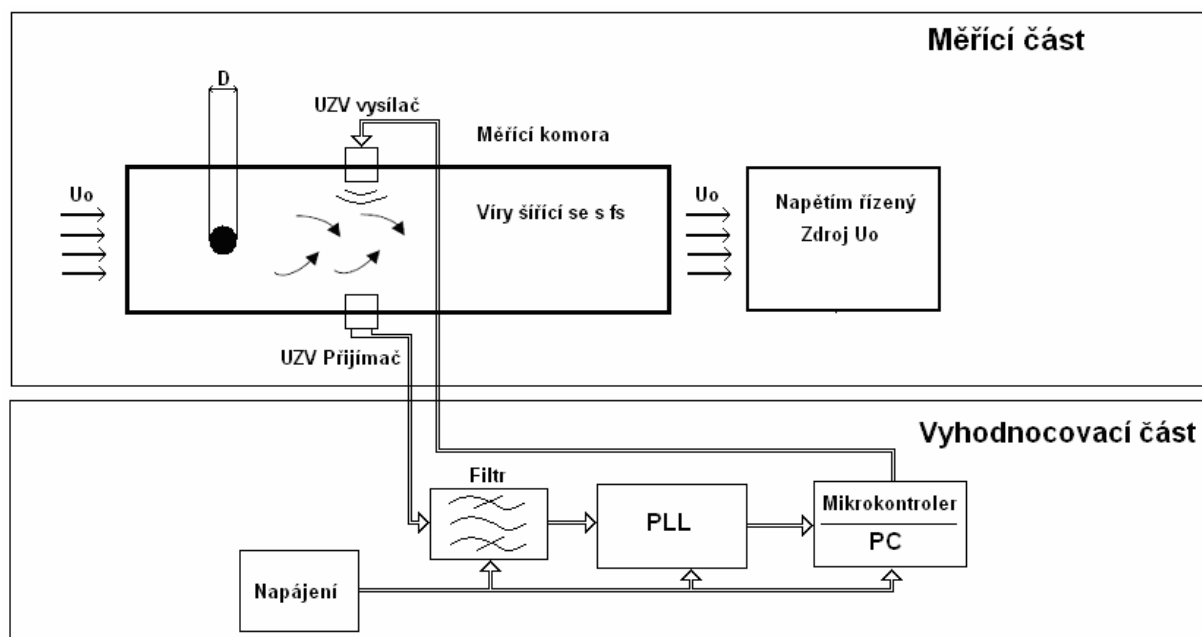
Obrázek 3 - Znázornění Reynoldsova čísla a strouhalovy frekvence pro různé překážky

4 Měřící metoda :

Ultrazvukové vlny jsou komplexně modulovány strukturami v proudící tekutině, amplitudová modulace je způsobena difrakcí, odrazy a útlumem vln závislejícím na změnách hustoty tekutiny. Fázová modulace je především závislá na mechanickém toku částic tekutiny, radiální složky rychlosti vírů se pak superponují na ultrazvukové vlny a zrychlují nebo zpomalují signál. Princip měření je tedy založen na tom, že při kolmém průchodu víru přes svazek ultrazvuku je fázově modulována nosná vlna. Stupeň modulace je nízký, v případě modulování vírovými strukturami, šířka pásma je také malá[2]. Na obr.(5) je znázorněno uspořádání měřící soustavy. Přidáním dalšího páru by bylo možné provádět měření na dvou nezávislých místech a zpřesnit výsledky, nebo určovat směr proudění tekutiny.



Obrázek 4 - Měřící soustava[2]



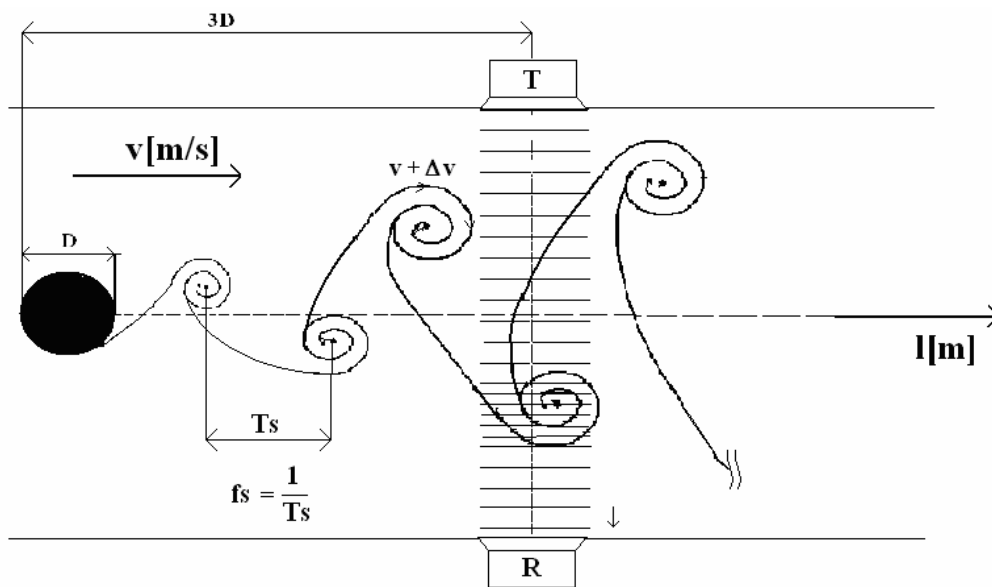
Obrázek 5-Blokové schéma měřiče

Měřící část představuje vhodná měřící komora, která má na svém konci ventilátor nasávající přes ústí komory vzduch. Návrh komory bude uveden dále. V místě, kde by proudění mělo být laminární je umístěna překážka za kterou vznikají víry. Ultrazvukový pár je umístěn kolmo na překážku a je polohovatelný pro případné hledání maxima vlivu víru na ultrazvukové vlnění.

Ultrazvukový vysílač je buzen mikrokontrolerem. Signál z přijímacího měniče je nejprve filtrován, pro zlepšení šumových vlastností signálu a následně je přiveden na vstup fázového závěsu, který detekuje periodické chyby fáze signálu. Ladící napětí je vzorkováno zvukovou kartou v PC a zpracováváno v simulinku v reálném čase.

4.1 Modulace signálu

Na obr.(6) je část měřicí komory, překážka mající rozměr D a ve vzdálenosti přibližně $3D$ jsou umístěna ultrazvuková čidla. Ve vzdálenosti přibližně $3D$ jsou víry rozvinuty optimálně pro modulaci signálu z měniče.



Obrázek 6 - Znáznornění rozvoje Karmanovy stezky v komoře

Při průchodu víru přes svazek ultrazvukového vlnění se původní frekvence f_0 v důsledku superponování radiální rychlosti víru Δv změní na :

$$\Delta f = f_0 \frac{\Delta v}{a} \quad (4)$$

Kde Δf je okamžitá frekvence ultrazvukového signálu
 f_0 je frekvence vysílaného ultrazvuku
 a je konstanta

K těmto fázovým změnám dochází s periodou T_s , což odpovídá frekvenci šíření vírů $f_s = \frac{1}{T_s}$

5 Ultrazvuk

Jako médium, jehož změny budeme sledovat, byl zvolen ultrazvuk. Ultrazvuk je akustické vlnění s frekvencí od 20kHz do asi 1GHz. Fázová rychlost zvuku závisí na prostředí a jeho teplotě. Ačkoliv se ultrazvuk chová velmi podobně jako akustický zvuk má mnohem kratší vlnovou délku, což ho předurčuje jako jednu z možností nedestruktivního měření. Malá vlnová délka umožňuje odrazy ultrazvukových vln na malých tělesech a zjišťování například vad materiálu, měření průtoků na základě Dopplerova principu, měření pomocí zpoždění atd.

5.1 Základní veličiny popisující ultrazvuk

Akustický tlak :

$$P' = P - P_0 [Pa] \quad (5)$$

kde P je celkový tlak v daném bodě zvukového pole,
 P_0 je trvalá hodnota atmosférického tlaku ($2 \cdot 10^5 \text{ Pa}$),
 P je proměnná složka tlaku, která je superponována k atmosférickému tlaku za přítomnosti zvuku.

Hladina(úroveň) akustického tlaku:

$$L = 20 \log \left(\frac{P'}{P_0} \right) [dB] \quad (6)$$

Intenzita zvuku:

$$I = \frac{P}{S} [W / m^2] \quad (7)$$

kde I je intenzita zvuku
 P je výkon akustického vlnění
 S je plocha na kterou vlnění dopadá

Měrný výkon – výkon dopadající na jednotku plochy.

Hladina intenzity zvuku:

$$LI = 10 \log \left(\frac{I}{I_0} \right) [dB] \quad (8)$$

kde I_0 je typická referenční hodnota $I_0 = 10^{-12} \text{ W.m}^{-2}$

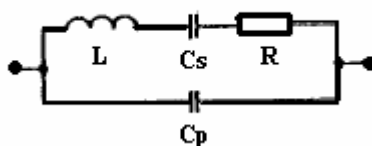
Intenzita ultrazvuku:

$$I_x = I_0 \cdot e^{-2\alpha x} \quad (9)$$

kde I_0 je vztažná hodnota intenzity uzv.
 α je činitel útlumu na jednotku vzdálenosti [dB/m]
 x je vzdálenost místa sledování od místa vysílání.

6 Ultrazvukové měniče

Ultrazvuková vložka (piezoelektrická) se chová jako rezonanční obvod na odpovídajícím kmitočtu naladění. Využívá při tom Piezoelektrický jev, který představuje schopnost krystalu generovat elektrické napětí při tlakové deformaci, naopak při oscilaci krystalu a generaci napětí je třeba přiloženého střídavého napětí na stěny krystalu. K jeho výrobě se převážně používají syntetické křemenné krystaly (SiO_2). Krystal je elektricky aktivní při stlačení v jakémkoliv směru, kromě optické osy (z). Používají se destičky, vyříznuté z krystalu pod určitým úhlem (γ). Vhodným úhlem řezu (γ) se dá dosáhnout velmi dobré teplotní stability[8].



Obrázek 7-Náhradní schéma měniče[8]

Rezonanční kmitočet měniče pak závisí nepřímo úměrně na tloušťce výbrusu a materiálu, ze kterého je zhotoven. Rezonance se projevuje se dvou kmitočtech sériovém a paralelní, při paralelní rezonanci destička kmitá nejednoznačným způsobem a proto je snaha tyto rezonance potlačit.[9]

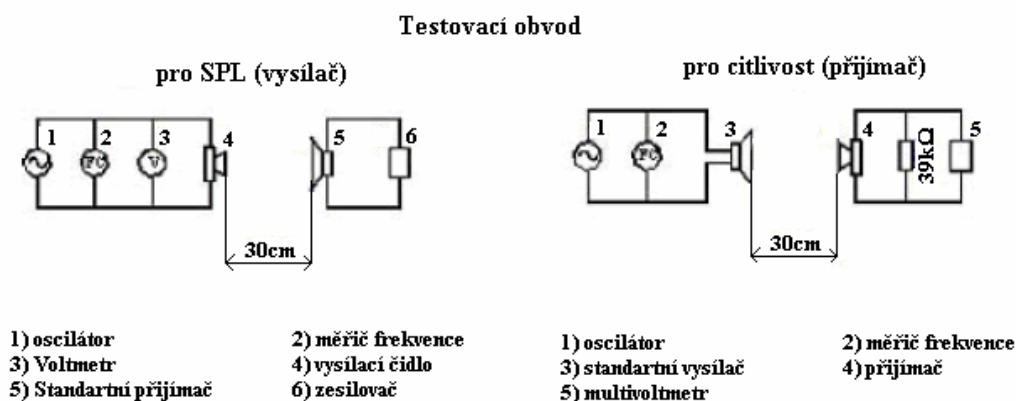
6.1 Ultrazvukové měniče UST40T a UST40R

Byly vybrány měniče z katalogu GM electronic, především pro svou cenu a dostupnost. Pro měření ve vzduchu jsou vyhovující, pro použití měření vírů v nějaké kapalině např. vodě je však jejich využití nevhodné. Měnič je zapouzdřen v kovovém korozi odolném těle. Rezonanční kmitočet je však pouze 40kHz, což má vliv na rozlišovací schopnost, vzhledem k tomu, že se očekává malá hloubka modulace.

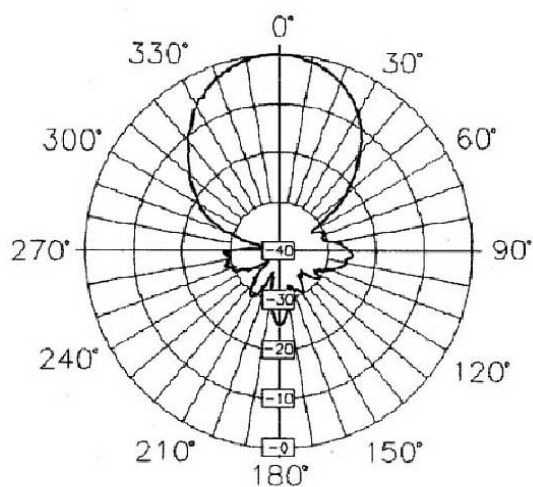
6.2 Údaje z katalogu

Typ	Kmitočet [kHz]	Síla vysílače[dB]	Šířka pásma vysílače [kHz]	Kapacita [pF]	Pracovní teplota[°C]
UST40T	40	(SPL) 119	2	2400	-30 až 85
UST40R	40	-65	2,5	2400	-30 až 85

tabulka 1 - Katalogové hodnoty UST40R a UST40T[11]



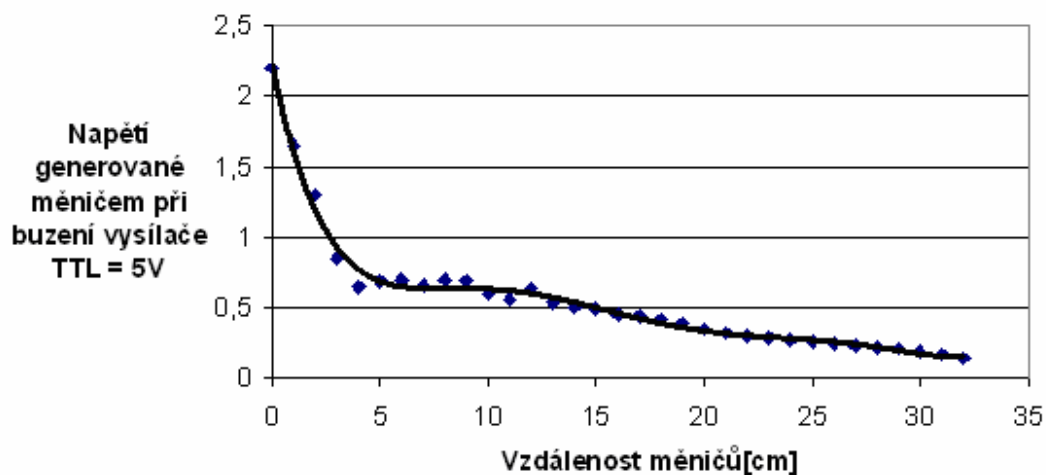
Obrázek 8 - Zapojení testovacího obvodu[11]



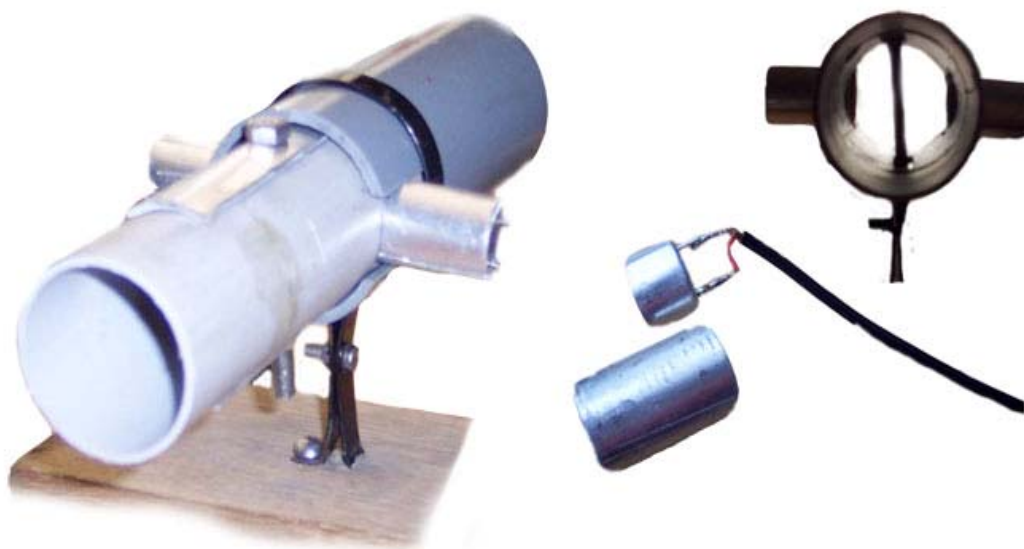
Obrázek 9 - Směrová charakteristika UST40R a UST40T[11]

Tvar vyzařovacího diagramu závisí na geometrických vlastnostech sondy a na vlnové délce. Pro kruhový měnič je podstatný poměr D/λ , „směrovější“ budou charakteristiky pro větší hodnoty tohoto poměru[5], směrovost lze zvýšit také použitím nějakého směrovacího mechanického prvku obr(11).

Velikosti přijímaného signálu přijímače v závislosti na vzdálenosti od přijímače pak můžeme sledovat na obr.(10) pro $f = 40\text{kHz}$. Signál do vzdálenosti asi 10cm dosahuje úrovně asi 0,5V, což je pro následné zpracování signálu dostačující. Pro omezení parazitní amplitudové modulace odraženým signálem je vhodné směrovost čidel zvýšit jejich umístěním ve válečcích stejného průměru jako mají měniče obr.(11).



Obrázek 10 - závislost vybuzení přijímače na vzdálenosti od vysílače[11]



Obrázek 11 - Uspořádání ultrazvukových měničů v měřící komoře

6.3 Buzení měničů

Buzení měničů zajišťuje mikrokontroler ATtiny2312 z I/O brány. Která snese proudový odběr až 40mA. Čidla mají v rezonanci odpor v řádech jednotek kΩ a při budícím napětí logiky TTL = 5V, je možné přímo připojit čidlo na výstupní bránu mikrokontroleru ATtiny. Pro nastavení periody přesně 25μs lze použít C/T pracující v módu Clear Timer on Compare Match (CTC). V tomto pracovním módu je čítač inkrementován až do přednastavené hodnoty OCR_{nx}, po jejím dosažení se vynuluje a děj se opakuje. Výstupní jednotka Compare Match Output Unit lze nastavit do režimu Toggle, I/O pin mikrokontroleru se chová jako klopný obvod spouštěný příznakem dosažení OCR_{nx}. ATtiny může pracovat s krystalem až 20MHz, což odpovídá 50ns na vykonání jednoho strojového cyklu.

Pro frekvenci budícího signálu platí:

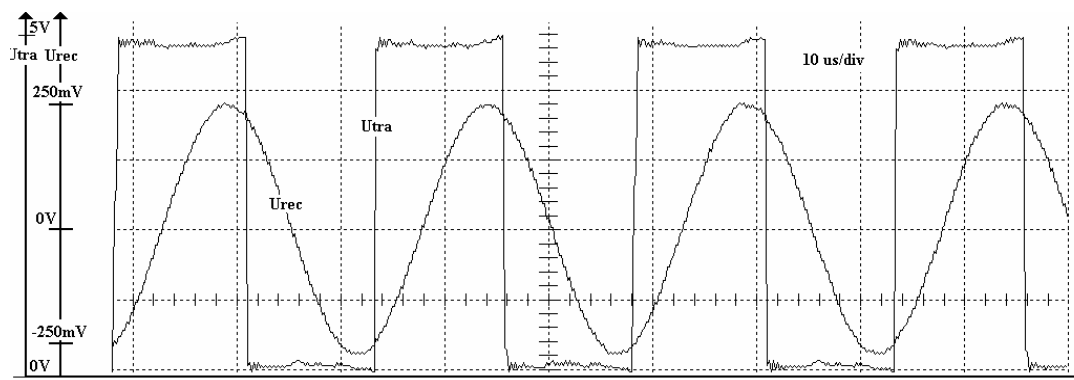
$$f_{0Cnx} = \frac{f_{clk_I/O}}{2 \cdot N \cdot (1 + OCR_{nx})} \quad (10)$$

kde $f_{clk_O/I}$ je hodinová frekvence mikrokontroleru
 N je hodnota předděličky hodinové frekvence
 f_{0Cnx} je výstupní frekvence v režimu CTC

$$OCR_{nx} = \frac{f_{clk_I/O}}{f_{0Cnx} \cdot 2 \cdot N} - 1 = \frac{20 \cdot 10^6}{40 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 1} - 1 = 249$$

Minimální hodnota o kterou se může změnit frekvence 40kHz generovaná mikrokontrolerem při použití krystalu 20MHz odpovídá změně hodnoty registru OCR_{nx} o 1.

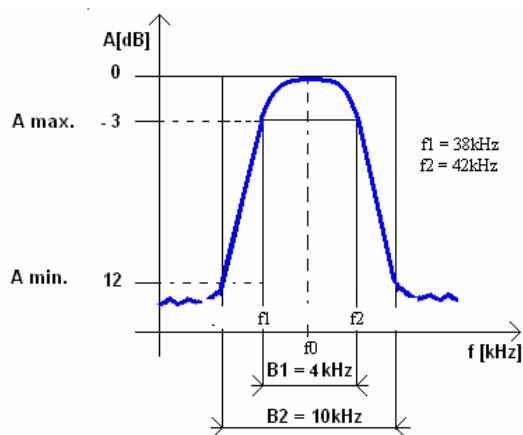
$$f_{0Cnx} = \frac{20 \cdot 10^6}{2 \cdot 1 \cdot (1 + 248)} = 40,160kHz$$



Obrázek 12 - Průběhy budícího signálu čidla a odezvy na přijímacím čidle

7 Filtrace signálu z měničů

Signál z přijímače USR40R je třeba filtrovat z důvodů zlepšení šumových vlastností. Ultrazvuková čidla pracují na kmitočtu 40kHz. Nejvhodnější je pro své vlastnosti



Obrázek 13 - Toleranční pole filtru

Butterworthova aproximace, tedy plochá frekvenční charakteristika v propustném pásmu a konstantní skupinové zpoždění. Při výběru vhodného zapojení byla zvolena varianta se 3 operačními zesilovači označovaná jako State Variable Bandpass. Varianta má oproti klasickému zapojení s jedním OZ má tu výhodu, že je podstatně méně citlivá na obvodové prvky. Odpory vycházejí v řádech kΩ, zapojení má také menší nároky na OZ a dosahuje vysokých hodnot Q až 200[12][8]. Řád filtru lze odečíst z nomogramu. Pro návrh tedy budeme uvažovat tyto parametry filtru.

BW = 4kHz, **f₁** = 38kHz, **f₂** = 42kHz, **aproximace** : Butterworth, **Řád filtru** n = 2

7.1 Volba zapojení a výpočet hodnot součástek :

Pro řád n = 2 a aproximaci butterworth použijeme póly $0,7071 \pm j0,7071$ [12].

$$Q_{BP} = \frac{f_0}{BW} = \frac{40 \cdot 10^3}{4 \cdot 10^3} = 10 \quad \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} = \sqrt{(2\pi \cdot 38 \cdot 10^3) \cdot (2\pi \cdot 42 \cdot 10^3)} = 250013 \text{ rad/s} \quad (11), (12)$$

$$m = \frac{\sigma}{Q_{BP}} = \frac{0,7071}{10} = 0,07071 \quad n = m^2 + J^2 + 4 = 2 \cdot 0,07071^2 + 4 = 4,0099 \quad (13), (14)$$

$$J = \frac{\omega}{Q_{BP}} = \frac{0,7071}{10} = 0,07071 \quad Q = \sqrt{\frac{n + \sqrt{n^2 - 16m^2}}{8m^2}} = 14,15 \quad (15), (16)$$

$$W = Qm + \sqrt{Q^2 m^2 - 1} = 14,15 \cdot 0,07071 + \sqrt{14,15^2 \cdot 0,07071^2 - 1} = 1,0336 \quad (17)$$

Dále vypočítáme hodnoty $f_{R1} = \frac{f_0}{W}$; $f_{R2} = f_0 \cdot W$, tedy rezonanční frekvence dílčích PP.

(18)

$$f_{R1} = \frac{250013}{1,0336} = 38,61 \text{kHz} \quad f_{R2} = \frac{39949}{2\pi} \cdot 1,0336 = 41,44 \text{kHz}$$

Zisk každé dílčí PP na f_0 a f_R je pak G_0 a G_R . Zisk dílčích PP se pak sečtou ve výsledném přenosu a pro nastavení zisku použijeme:

$$G_{0,1} = \frac{2 \cdot Q^2}{\sqrt{1 + Q^2 \cdot \left(\frac{f_0}{f_{r1}} - \frac{f_{r1}}{f_0} \right)^2}} = \frac{2 \cdot 14,15^2}{\sqrt{1 + 14,15^2 \cdot (1,0347 - 0,966)^2}} = 288 \quad G_{RR} = \frac{G_R}{G_0} = \frac{400,4}{288} = 1,39$$

(19)

$$G_{0,2} = 278 \quad G_{RR} = 1,44$$

Původní výpočet součástek byl proveden s hodnotou $C = 1,5 \text{nF}$. Při následném ladění obvodu v programu spice, se došlo k závěru, že nejlepší hodnoty kondenzátorů jsou $C_1 = 2,036 \text{nF}$ a $C_2 = 2,130 \text{nF}$. Nastavení kapacity ve zpětné vazbě na tyto hodnoty je možné použitím kapacitních trimrů v kombinaci s pevnými kapacitami. Obvod představuje 2 dílčí PP na rezonančních kmitočtech 38,61kHz a 41,44kHz, jejichž správné spektrální umístění zaručí plochou amplitudovou charakteristiku v propustném pásmu.

Celkové kapacity ve zpětných vazbách lze rozložit na kapacity dílčí díky měření na RLC můstku.

Například pro $C_1(2,036 \text{nF})$ je $C_1 = C_{11}(1,5 \text{n}) + C_{12}(471 \text{p}) + C_{13}(\text{CTRIM}(0-50 \text{pF}))$. Změřené hodnoty na můstku na RLC můstku jsou $C_1 = C_{11}(1,497 \text{n}) + C_{12}(496 \text{pF}) + C_{13}(\text{CTRIM}(0-50 \text{pF})) = (1,993 \text{nF} - 2,043 \text{nF})$.

1 Blok:

V zapojení budou stejné kondenzátory, jejich hodnota se volí, dle výsledné hodnoty R_1 ta by měla ležet v intervalu přibližně 1-100kΩ[12]. Pro výpočet zvolena hodnota $C = 2,036 \text{nF}$

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_{R1} \cdot C} = 29,06 \text{k}\Omega \Rightarrow 27 \text{k}\Omega \dots E24$$

(20)

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q_1} = \frac{27 \cdot 10^3}{14,15} = 1,91 \text{k}\Omega \Rightarrow 2 \text{k}\Omega \dots E24$$

(21)

$$R_4 = \frac{R_1}{G_{RR}} = \frac{27 \cdot 10^3}{1,39} = 20,91 \text{k}\Omega \Rightarrow 27 \text{k}\Omega \dots E24$$

(22)

$$R' = 10k\Omega$$

2. Blok:

Pro výpočet zvolena hodnota $C = 2,130nF$

$$R_1 = 24k\Omega \quad R_2 = R_3 = 1,8k\Omega \quad R_4 = 24k\Omega \quad R' = 10k\Omega$$

Jeden stupeň filtru je na obr.(14). Celkové schéma zapojení filtru je uvedeno v příloze A.

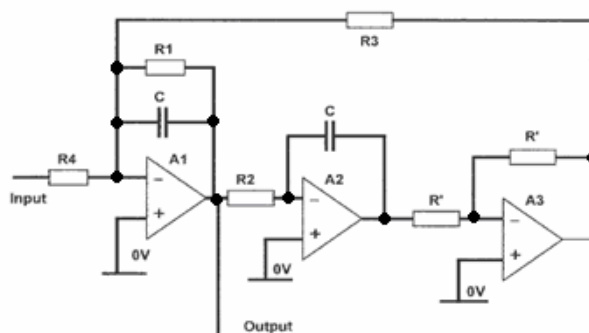


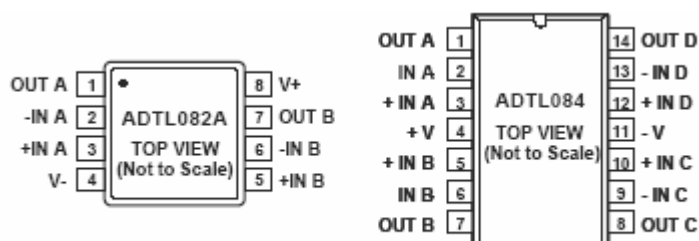
Figure 6.13

Obrázek 14 - Zapojení jednoho State Variable Bandpass[12]

7.2 Volba OZ

OZ řady TL08X mají na vstupu J-Fet tranzistory, což představuje vstupní odpor OZ $10^{12}\Omega$. Napájecí napětí je v rozmezí: $\pm 5V$ to $\pm 15V$. Další parametry:

- Nízký šum: $15 nV/\sqrt{Hz}$
- Velkou šířku pásma použití: $6 MHz$
- Maximální Harmonické zkreslení : 0.003%
- Napájecí proud: $1.2 mA$ typ
- Vstupní odpor $10M\Omega$
- Rychlost přeběhu $20V/\mu s$

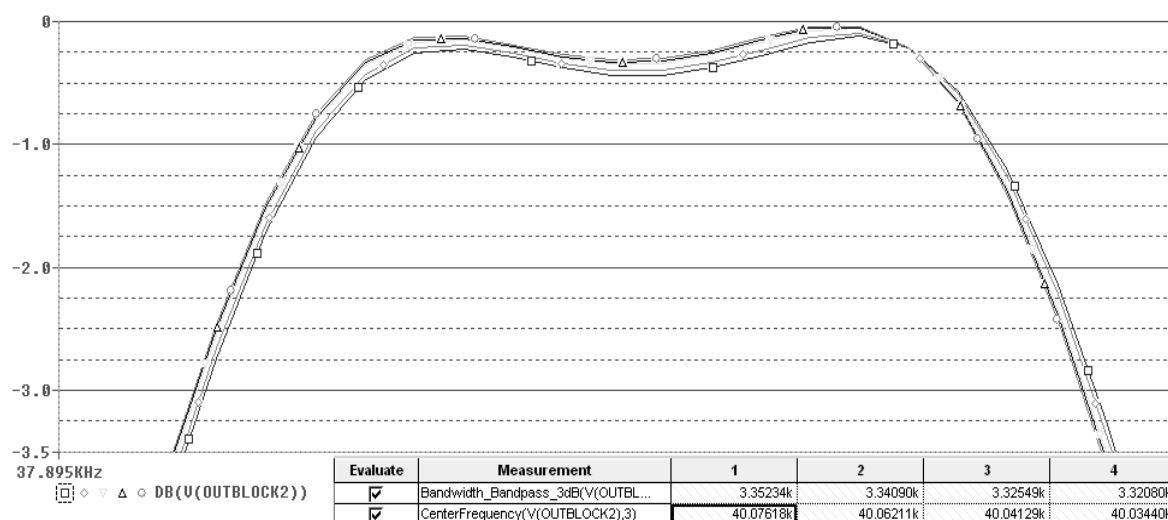


Obrázek 15 - Pouzdro TL082 a TL084[13]

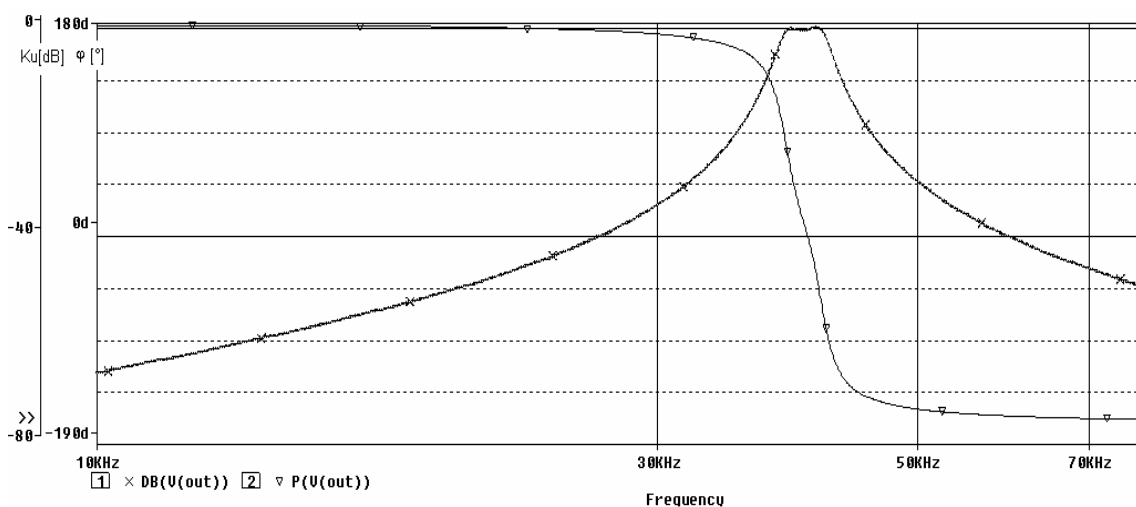
Ve verzi TL084 obsahuje 4 OZ v pouzdře, ve verzi TL082 potom 2 OZ.[13]

7.3 Ověření vlastností filtru

Simulací se ukázalo, že nastavení musí být poměrně přesné, proto je vhodné provést teplotní analýzu při různých teplotách, pro zjištění vlivu teploty na vlastnosti filtru. Pro hodnoty kondenzátorů a odporů jsou uvedeny jejich teplotní koeficienty uvedeny v tabulce (3). Sledovanou závislostí je střední frekvence a šířka pásma při poklesu o 3 dB. Střední frekvence se prakticky nemění, pouze zvlnění v propustném pásmu se z původních 0,2 dB v závislosti na teplotě zvyšuje jak je zobrazeno na obr(16.) Teplotní analýza byla provedena pro teploty 0, 10, 25 a 30° Měřič není určen pro venkovní použití, ale laboratorní měření, nemá tedy cenu ho vystavovat extrémním teplotám. Šířka pásma filtru se v závislosti na teplotách změní jen o 30Hz. V návrhu filtru se počítalo se šířkou pásma 4kHz, v simulaci vychází přibližně 3,3kHz. Z předpokládané šířky pásma přijímaného signálu to však nepředstavuje problém a zvětšení šířky pásma přeladováním kondenzátorů by vedlo k většímu zvlnění v propustné části, nebo zvýšení zisku PP.

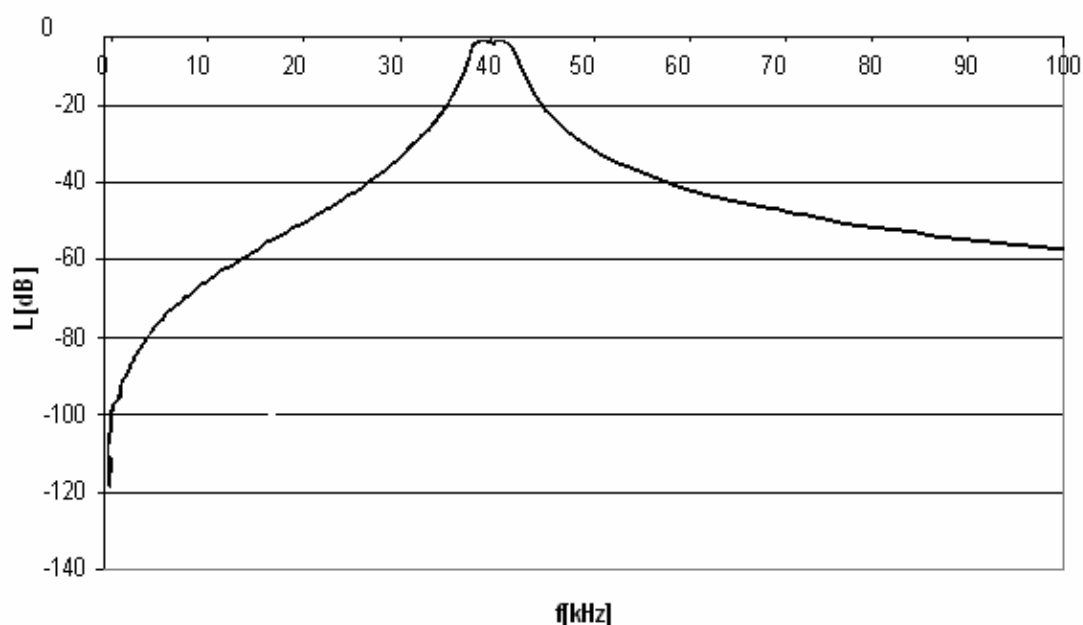


Obrázek 16 - Detail propustného pásma filtru pro teploty 0, 10, 25, 30°C



Obrázek 17 - Simulace filtru v Pspice

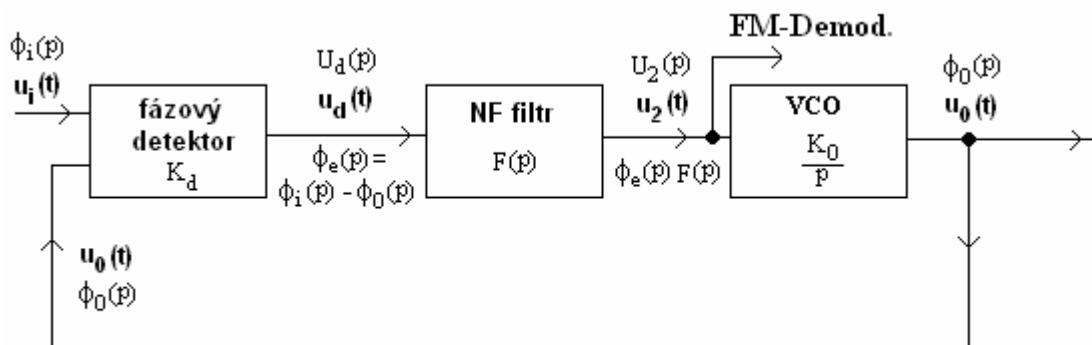
Ověření filtru měřením na spektrálním analyzátoru s krokem od 100Hz do 100kHz je na obr(18). Filtr se poměrně přesně shoduje se simulací v Pspice. Na kmitočtech nižších než 2kHz má filtr útlum > 100dB. Šířka pásma filtru stejně jako střední frekvence filtru je velmi závislá na nastavení kapacitních trimrů a dá se dosáhnout téměř shodných hodnot jako v simulaci. Ideální by bylo po nastavení zabránit přednastavení trimrů např. barvou. Pro měření se využilo automatizované pracoviště v prostředí VEE, byl využit Funkční generátor 33220A od firmy Agilent Technologies a spektrální analyzátor 35665A od firmy HEWLETT-PACKARD.



Obrázek 18 - Měření filtru na spektrálním analyzátoru 35665A

8 Detektor - PLL

Jedná se o zpětnovazební systém, jehož úkolem je, aby frekvence výstupního signálu byla rovna frekvenci vstupního signálu, obecně se požaduje snížení fázového šumu, který může být ve vlastním zpracovávaném signálu, nebo přítomen v samotném systému[16]. Na obr(19.) je jeho základní blokové struktura.



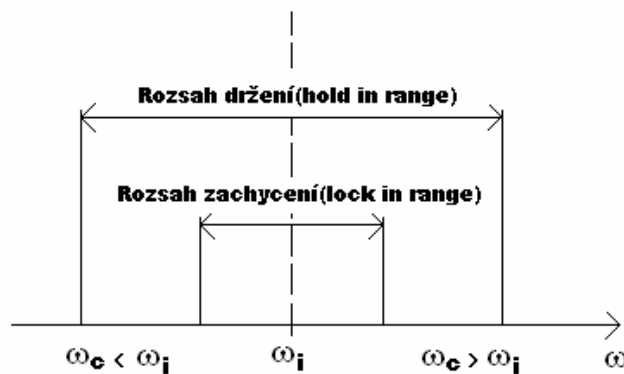
Obrázek 19-Smyčka PLL

Vztah (23) popisuje přenos otevřené smyčky fázového závěsu, je určen součinem všech tří bloků. Dále pak je třeba uvažovat přenos uzavřené smyčky, což vyjadřuje (24). Mezi přenosem otevřené a uzavřené smyčky pak platí (25), po dosazení přejde na (26). Další důležitý vztah je (27) a vyjadřuje chybovou funkci smyčky fázového závěsu. Oprávnění označit blok napěťově řízeného oscilátoru přenosem K_0/p plyne z jeho funkce dokonalého integrátoru – řídicí napětí $u_2(t)$ ovládá frekvenci, avšak zpětnovazební veličina je fáze, tj. integrál frekvence[16].

$$G(p) = K_d F(p) \frac{K_0}{p} \quad H(p) = \frac{\Phi_o(p)}{\Phi_i(p)} \quad H(p) = \frac{G(p)}{1 + G(p)} \quad (23),(24),(25)$$

$$H(p) = \frac{K_d F(p) K_0}{p + K_d F(p) K_0} \quad 1 - H(p) = \frac{p}{p + K_d F(p) K_0} \quad (26),(27)$$

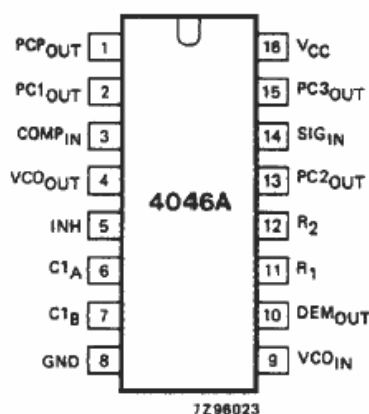
Fázový závěs může pracovat v režimu sledování (tracking) tj. v synchronním stavu nebo v režimu, ve kterém se snaží synchronního stavu dosáhnout tedy ve stavu zachycování (acquisition). PLL v synchronním stavu se vyznačuje tím, že fáze a kmitočet VCO sleduje změny fáze a kmitočtu vstupního signálu. Změní-li se fáze vstupního signálu fázový detektor vytvoří chybové napětí, které je filtrováno NF filtrem a upraví fázi VCO aby došlo k “zavěšení“ $u_o(t)$ a $u_i(t)$. Ve skutečnosti dochází k dosažení “ustálené odchylky“ která je nepřímo úměrná zisku. Při změně kmitočtu se na výstupu fázového detektoru vytvoří střídavé napětí, jehož kmitočet je dán je dán okamžitým rozdílem kmitočtů signálu vstupního a z VCO. Po průchodu NF filtrem ss složka postupně přeladuje VCO tak, aby se změna kmitočtu eliminovala[17].



Obrázek 20 - Pracovní pásma PLL

Na obr.(20) je znázorněna pracovní pásma PLL. Rozsah zachycení charakterizuje kmitočtovou oblast ve které je PLL schopen se dostat do synchronního stavu(lock-in-range). Rozsah držení(hold-in-range) je pásmo ve kterém je PLL schopen se udržet v synchronismu, je vždy větší než rozsah zachycení. Jestliže kmitočet vstupního signálu přesáhne rozsah pasivní synchronizace, nastává rozpad smyčky, tj. signál VCO přestává sledovat změny kmitočtu a fáze vstupního signálu a oscilátor kmitá na vlastním kmitočtu ω_{0V} . Pro obnovu synchronního stavu je nutné, aby byl vstupní signál v rozsahu zachycení. Pokud tento stav nastane, přechází fázový závěs do režimu zachycování, kdy se postupně blíží kmitočet i okamžitá fáze signálu VCO k hodnotám kmitočtu a fáze signálu vstupního. Po určitém čase, tzv. době zachycení, se kmitočet chybového signálu zmenší téměř na nulu a systém PLL přechází do režimu sledování, při němž okamžitý kmitočet resp. fáze chybového signálu nevybočí z rozsahu označovaného jako střední zbytkové kmitočtové rozladění resp. střední fázová chyba[17].

8.1 Obvod 74HC4046

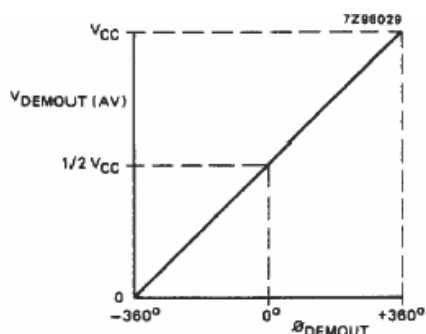


Obrázek 21 - Popis vývodů 4046A[15]

Obvod 74HC/HCT4046A obsahuje lineární VCO v širokém rozsahu frekvencí a tři různé fázové komparátory. Umožňuje pracovat se střední frekvencí do 17MHz. Vstupní signál lze připojit přímo na vstup SIG_{IN} , jehož vstupní odpor je při napájecím napětí 5V je blízký 200k Ω . Vstupní citlivost je při napájecím napětí 5V asi 20mV. Malé napěťové úrovně lze připojit pomocí sériového kondenzátoru, self-bias vstupní obvod pak signál udržuje v lineární části vstupními zesilovači. Spolu se vstupním odporem vytváří vazební kondenzátor filtr typu horní propust. VCO vyžaduje připojení externího C_1 a R_1 , součástky nastavují frekvenční rozsah VCO. Připojením odporu R_2 pak můžeme nastavit frekvenční offset. Vysoká hodnota vstupního odporu zjednodušuje konstrukci dolní propusti smyčky. Výstupní frekvence VCO má střidu 50% s max. deviací 1%, při dodržení konstantního DC napětí na vstupu VCO.

8.2 Fázový detektor

Obvod 74HC4046 obsahuje 3 fázové komparátory. Připojení vstupního signálu je možno přes



Obrázek 22 - V_{demod} v závislosti na rozdílu fáze signálů na vstupu

kondenzátor, který odděluje ss složku, nebo přímo potom komparátor vyžaduje klasické 74HC napěťové úrovně. První fázový komparátor realizuje funkci XOR, pro maximální zavěšení musí mít signály 50% střidu. Pásmo vtažení může být stejně velké jako je pásmo udržení. [14].

2 Fázový komparátor představuje digitální paměťovou síť. Je složen ze 4 klopných obvodů, má 3 stavový výstup a fázově pulzní výstup. Komparátor reaguje na kladné hrany signálu a je nezávislý na

střídě signálů. V zavěšeném stavu udržuje 0 fázový posun mezi výstupem VCO a vstupním signálem. V případě že je PLL zavěšen je výstup fázového komparátoru vyřazen a výstup je ve stavu vysoké impedance. Průběhy řídicích signálů jsou na obr.(23), fázový komparátor je citlivý na šum na vstupu. V okamžiku příchodu šumového impulsu reaguje na PC2 na šumový signál jako na hranu a do okamžiku příchodu pozitivní hrany VCO[14].

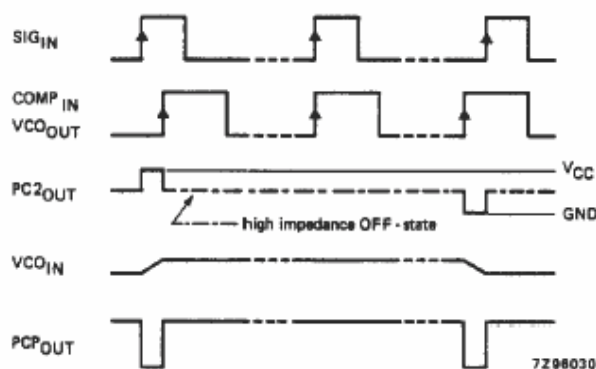
Napětí na pinu 10 – DEM_{OUT} je pak pro PC2:

$$V_{\text{DEMOUT}} = \frac{V_{\text{CC}}}{2\pi} (\phi_{\text{SIGIN}} - \phi_{\text{COMPIN}}) \quad [V] \quad (28)$$

Zisk fázového detektoru je pak :

$$K_d = \frac{V_{\text{CC}}}{4\pi} \quad [V/r] \quad (29)$$

Pro napájecí napětí 5V je tedy $K_d = \frac{5}{4\pi} = 0,397 \quad V/r$



Obrázek 23 -Časové průběhy pro 4046A[15]

8.3 Šumové vlastnosti

Šum představuje obecně náhodné fluktuace fáze a amplitudy a je omezujícím prvkem v celé řadě aplikací. Budeme-li řešit s tím související frekvenční nestabilitu lze ji rozdělit na krátkodobou a dlouhodobou. Dlouhodobá je reprezentována stárnutím součástek, nemá cenu se jí tedy dále zabývat protože není ovlivňována fázovým závěsem. Šum lze dále rozdělit podle jeho výkonové spektrální hustoty. [16].

- **Bílý šum** - vyznačuje konstantní výkonovou spektrální hustotou, je charakterizován krátkými proudovými impulzy velkého počtu elektronů, při jejich pohybu mezi jednotlivými srážkami. Dá se vyjádřit jako:

$$\begin{aligned}S_{u\delta}(f) &= 4kTR = konst \\ S_{i\delta}(f) &= 4kTG = konst\end{aligned}\tag{30}$$

Kde $K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

T je absolutní teplota v Kelvinech

- **Výstřelkový šum** - je charakterizován proudovými impulzy při průchodu elektronů přes polovodičový přechod v kvantech. Pravděpodobnost přechodu je n nosičů je řízena Poissonovým rozdělením.

$$\overline{i^2}_V = 2qI_{ss}B_{\delta}\tag{31}$$

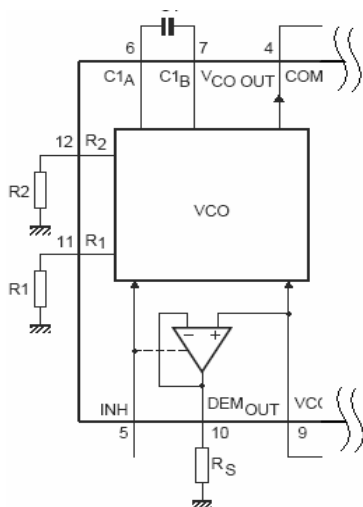
Kde $q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ je náboj elektronu

I_{ss} je stejnosměrný proud procházející PN přechodem

B_{δ} je šířka pásma, ve které je šumový výkon měřen

- **Šum 1/f** – Vzniká v důsledku poruch v krystalové mřížce polovodiče a nečistot obsažených v polovodiči projevuje se především na nižších frekvencích

8.4 VCO



Obrázek 24 - VCO - externí součástky(4046)

Nejčastěji bývá konstruován jako LC nebo RC oscilátor s varikapem, jehož kapacita a tím i kmitočet oscilátoru jsou závislé na řídicím napětí. Pokud bude toto napětí $u(t) = 0$ pak oscilátor kmitá na své vlastní frekvenci (free running frequency)[17], V obvodu 4046 je na vstupu proudové zrcadlo, připojením odporů se nastavuje proud, který nabíjí kondenzátor. V okamžiku dosažení referenčního napětí se přepoklopí klopný obvod a děj se opakuje pro druhou stranu kondenzátoru[14].

$$\omega_0(t) = \frac{d\phi_0(t)}{dt} = K_0 u_c(t) \quad (32)$$

Základní funkce je pak popsána (32). Konstanta K_0 je zisk VCO, lze ji ovlivnit jak je vidět z (33)

změnou velikosti f_l (lock range), pro menší šířku pásma vyjde větší zisk a naopak. Pro zpracování fázově modulovaných signálů se jedná o klíčovou vlastnost určující schopnost PLL vytvářet ladící napětí pro VCO, odpovídající demodulovanému signálu. Pro tuto funkci je obvod 4046 vybaven výstupem DEM_{OUT} na pinu 10, který představuje oddělení OZ s jednotkovým zesílením, bez změn vlastností smyčky. Výrobce doporučuje připojení odporu R_S v rozmezí (50-300k Ω). VCO obsahuje také zabraňující vstup(INH), který vyřazuje všechny OZ ve VCO. Tato funkce je vhodná při využití externího VCO. Vstup má velkou impedanci díky technologii CMOS a zjednodušuje tak konstrukci filtru smyčky.

$$K_V = \frac{2f_l}{V_{VCOIN\ range}} 2\pi \quad [rad / s / V] \quad (33)$$

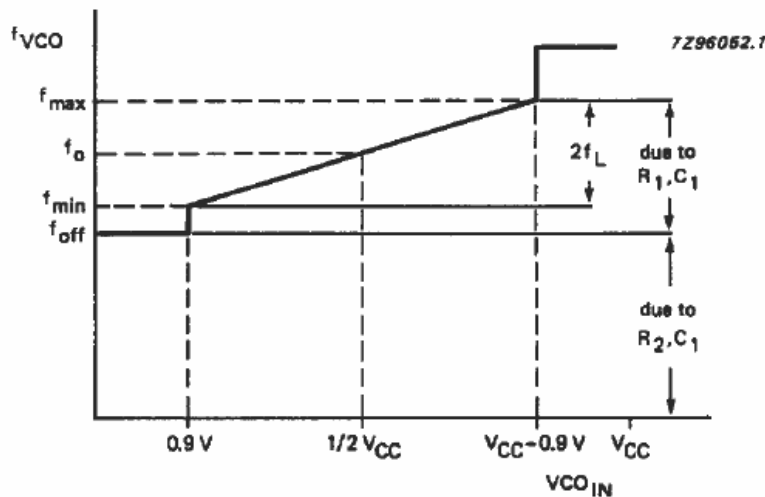
Potřebné hodnoty součástek můžeme zjistit z charakteristik udávaných výrobcem. Při testování obvodu se ukázalo ovšem lepší experimentovat s hodnotami a hodnoty udávané výrobcem brát pouze jako doporučení. Při odečtu z charakteristik f_0 v závislosti na C_1 při daném odporu pro $f_0 = 40$ kHz vychází $R_1 = 10$ k Ω a $C = 7$ nF údaje z [15]. S ohledem na to, že se jedná o jiného výrobce charakteristiky VCO jsou velmi podobné a tudíž je lze pro představu použít.

Při testování různých odporů a kondenzátorů jsem došel k závěru, že nejlepší hodnoty pro $f_0 = 40$ kHz jsou 12k Ω 3,3nF, na základě pozorování průběhů demodulovaného signálu. Jak bylo zmíněno výše pro lepší zisk VCO je možné nastavit frekvenční offset pomocí odporu R_2 , zmenší se tím $2f_l$, ale zisk vzroste. R_2 byl experimentálně určen jako 7k Ω , tato hodnota nastavuje kmitočtový offset 33kHz při $C = 3$ nF. Pro určení Pásma $2f_l$ lze využít toho, když není na SIG_{IN} u fázového detektoru přítomen signál, fázový komparátor nemá co porovnávat a jeho výstup zůstává nezměněn. Díky tomu je napětí na VCO_{OUT} rovno f_{min} [14].

Potom platí : $f_{OFF} = f_0 - 1,6f_l \Rightarrow fl = \frac{(f_0 - f_{OFF})}{1,6} = \frac{(40 \cdot 10^3 - 33 \cdot 10^3)}{1,6} = 4375$

$$2fl = 8750$$

$$K_V = \frac{8750 \cdot 2\pi}{3.2} = 17180 \text{ rad/s/V} = 2734 \text{ Hz/V}$$



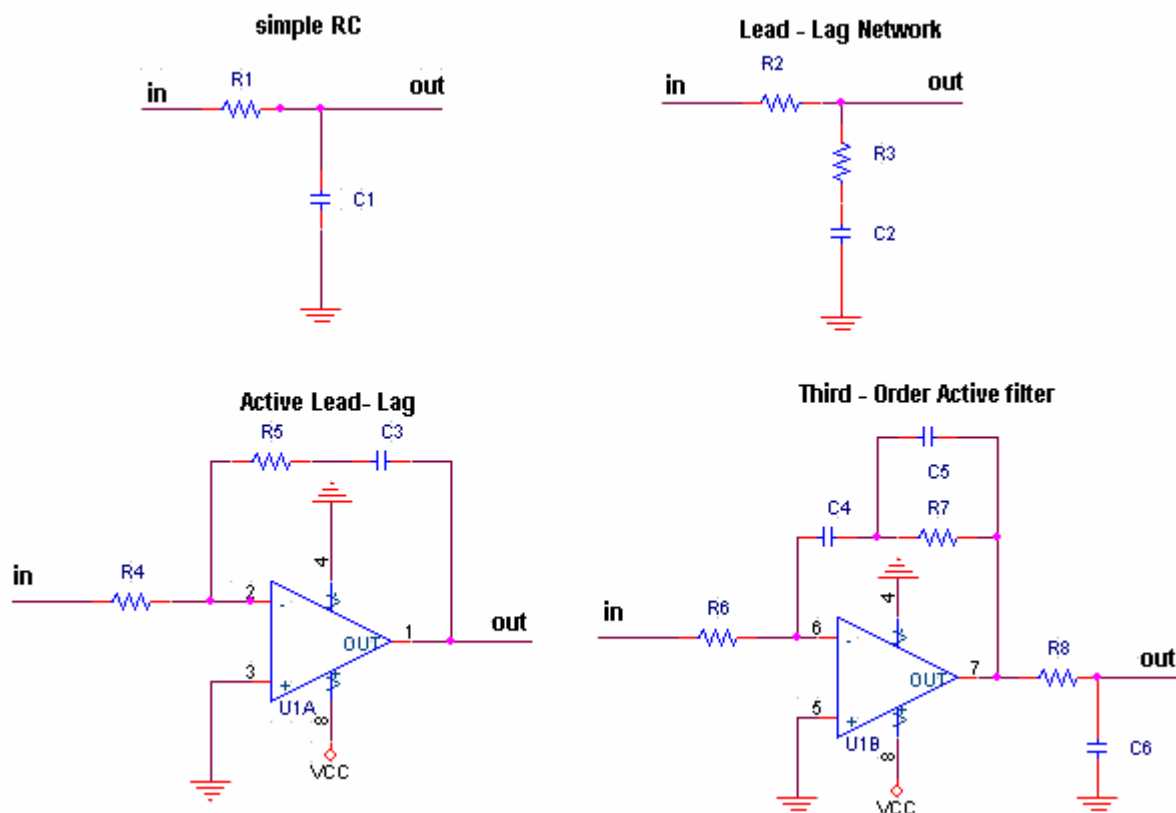
Obrázek 25 - Charakteristika VCO

8.5 Filtr smyčky

Filtr smyčky představuje dolní propust. Řád smyčky fázového závěsu je roven počtu pólů filtru smyčky zvětšený o jedničku. Typ smyčky je roven násobnosti pólu přenosové funkce filtru smyčky v bodě $p = 0$ zvětšený o jedničku. Typ smyčky může být tedy pouze menší nebo nejvýše roven řádu smyčky. Řád i typ smyčky mohou být nejméně rovny jedné. Malá šířka pásma filtru zaručuje odolnost vůči rychlým změnám fáze, resp. kmitočtu, chybové napětí se potlačuje a řídicí napětí VCO se téměř nezmění. PLL je tedy vůči rychlým změnám kmitočtu odolné a oscilátor VCO nereaguje. Se šířkou pásma úzce souvisí rozsah synchronizace, protože rozsah aktivní synchronizace je malý. Naopak při velké šířce pásma PLL je rozsah aktivní synchronizace velký, ale systém je méně odolný vůči šumu a rychlým změnám fáze resp. kmitočtu[17].

Při návrhu filtru smyčky je nutné brát na zřetel šířku pásma informace obsažené ve vstupním signálu. Pro frekvenční modulaci vstupního signálu je zapotřebí, aby šířka pásma filtru byla minimálně stejná, nebo větší než šířka pásma informace v signálu. Při konstrukci filtrů smyčky vyšších řádů je na rozdíl od filtrů smyčky 1. a 2. řádu třeba řešit stabilitu. Na

kmitočtu ω_0 tedy nesmí být splněna fázová podmínka vzniku oscilací (fázový posuv rozpojené smyčky musí být menší než 360° , tj. fázový posuv filtru smyčky $<180^\circ$). Úhel o který je fázový posuv smyčky menší než je 180° je nazýván fázová bezpečnost, volí se kolem 45° . Dalším parametrem filtru je ξ což je činitel tlumení. ξ se volí se mezi 0,5 a 1, doporučená je hodnota 0,7071. Stejná hodnota je použita v Butterworthových filtrech pro maximálně plochou frekvenční odezvu[12].



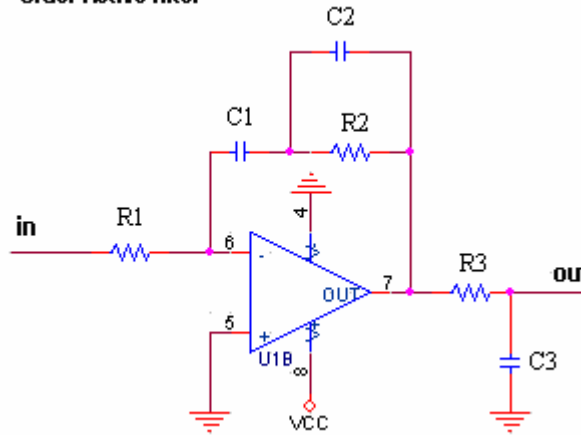
Obrázek 26 - Druhy filtrů smyčky PLL

Na obr.(26) jsou některé z NF filtrů smyček. První z nich je jednoduchý RC článek, u kterého nelze měnit ξ , je PLL s takovým filtrem bude mít velké pásmo zachycení, výstupní signál však bude obsahovat šum a bude se projevovat fázový šum. Tento problém z části řeší poměrový RC článek(Lead – Lag Network), u něj lze změnou odporu nastavit hodnotu $\xi = 0,707$, často je však vyžadována větší strmota filtru pro lepší odfiltrování vyšších kmitočtů. Dalším filtrem na obrázku je Active – Lead Lag, což je aktivní varianta předchozího Lead – Lag Network. Díky tomu, že má operační zesilovač velký zisk – 10^4 zjednoduší se výpočet časové konstanty a ξ . PLL se chová jako smyčka s vysokým ziskem, OZ se chová jako ideální integrátor. Celá teorie filtrů smyčky je složitá a pro konkrétní aplikaci je nutno navrhnout vhodnou variantu. Filtr smyčky představuje kritickou část PLL. Poslední z filtrů je třetího řádu, což znamená užší pásmo, potlačuje chvění frekvence výstupního signálu. Představuje vhodnou variantu pro použití, bude podrobněji rozebrán v další části.

8.5.1 Návrh filtru smyčky

Budeme navrhovat dolní propust třetího řádu jako je na obr.(27). Frekvence lomu modulové charakteristiky, při poklesu o 3 dB bude 1000Hz. Protože se jedná o filtr vyššího řádu je třeba řešit stabilitu. Φ_{Margin} tedy fázová rezerva bývá volena nejméně 45°. Pro DP platí časové konstanty (33). Fázovou rezervu pak můžeme z (34) vyjádřit jako součet jednotlivých dílčích posunů[12].

Third - Order Active filter



Obrázek 27 – Aktivní dolní propust třetího řádu

$$T_1 = R_1 C_1$$

$$T_2 = R_2 (C_1 + C_2)$$

$$T_3 = R_2 C_2$$

$$T_4 = R_3 C_3$$

$$\Phi_{Margin} = \alpha + \beta + \gamma$$

$$\alpha = \tan^{-1}(\omega_0 T_2) = \tan^{-1}(f_0 / f_2)$$

$$\beta = \tan^{-1}(\omega_0 T_3) = \tan^{-1}(f_0 / f_3)$$

$$\gamma = \tan^{-1}(\omega_0 T_4) = \tan^{-1}(f_0 / f_4)$$

(33),(34)

$$f_2 = f_0 / 2,5 \quad f_3 = f_0 \times 3,33 \quad f_4 = f_0 \times 10$$

(35)

$$\alpha = \tan^{-1}(\omega_0 T_2) = \tan^{-1}(f_0 / f_2) = \tan^{-1}(2,5) = 1,1903rad$$

$$\beta = \tan^{-1}(\omega_0 T_3) = \tan^{-1}(f_0 / f_3) = \tan^{-1}(0,3) = 0,29146rad$$

$$\gamma = \tan^{-1}(\omega_0 T_4) = \tan^{-1}(f_0 / f_4) = \tan^{-1}(0,1) = 0,09966rad$$

$$\Phi_{Margin} = \alpha - \beta - \gamma = 1,1903 - 0,29146 - 0,09966 = \underline{45,79^\circ}$$

Pro určení hlavní časové konstanty T1:

$$T_1 = \frac{K_P K_0}{4\pi^2 f_0^2} \cdot \text{abs}[\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) \cdot \cos(\gamma)]$$

(36)

$$T_1 = \frac{0,397 \cdot 17180}{4 \cdot \pi^2 \cdot 1000^2} \cdot \text{abs}[\cos(1,1903) \cdot \cos(0,29146) \cdot \cos(0,09966)] = \underline{61\mu s}$$

Další časové konstanty T_2 , T_3 , T_4 jsou pak:

$$T_2 = \tan(\alpha) / \omega_0 = \tan(1,1903) / (2\pi \cdot 1000) = 0,39ms$$

$$T_3 = \tan(\beta) / \omega_0 = \tan(0,29146) / (2\pi \cdot 1000) = 48\mu s$$

$$T_4 = \tan(\gamma) / \omega_0 = \tan(0,09966) / (2\pi \cdot 1000) = 16\mu s$$

Nejprve určíme R_3 jako:

$$\text{Zvolíme } C_3 \text{ například } \underline{1nF} \quad R_3 = \frac{T_4}{C_3} = \frac{16 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 16k\Omega \text{ v řadě E24 je } \underline{16k\Omega}$$

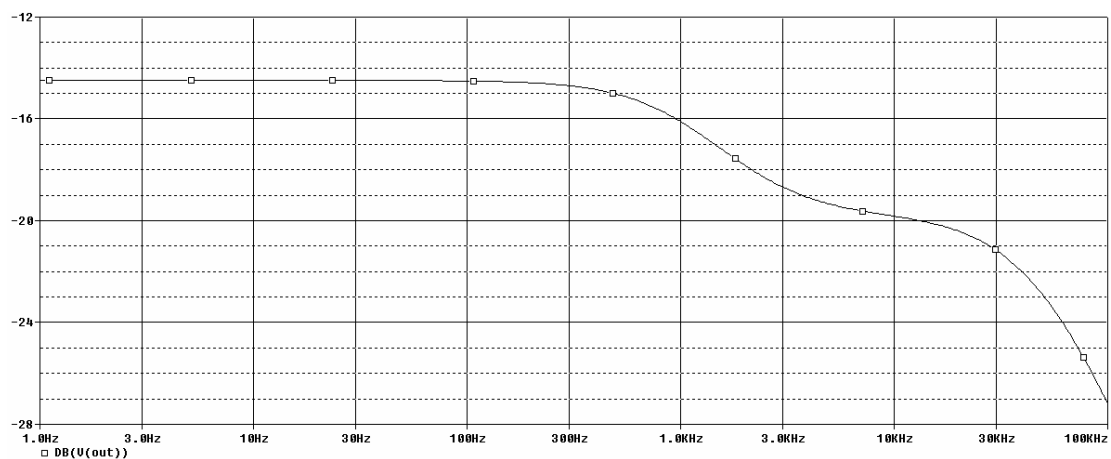
Stejně určíme R_1 jako:

$$\text{Zvoleno } C_1 = \underline{10nF} \quad R_1 = \frac{T_1}{C_1} = \frac{61 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-9}} = 6,1k\Omega \text{ zaokrouhlen do E24} = \underline{6,8k\Omega}$$

A konečně R_2 a C_2 jako:

$$R_2 = \frac{(T_2 - T_3)}{C_1} = \frac{(0,39 \cdot 10^{-3} - 48 \cdot 10^{-6})}{10 \cdot 10^{-9}} = 34,2k\Omega \text{ zaokrouhlen do E24} = \underline{36k\Omega}$$

$$C_2 = \frac{T_3}{R_2} = \frac{48 \cdot 10^{-6}}{36 \cdot 10^3} = \underline{1nF}$$



Obrázek 28 - Simulace filtru v Pspice

8.5.2 Testování detektoru

Nyní můžeme testovat demodulátor, a zjistit jak bude reagovat na periodické poruchy v signálu.

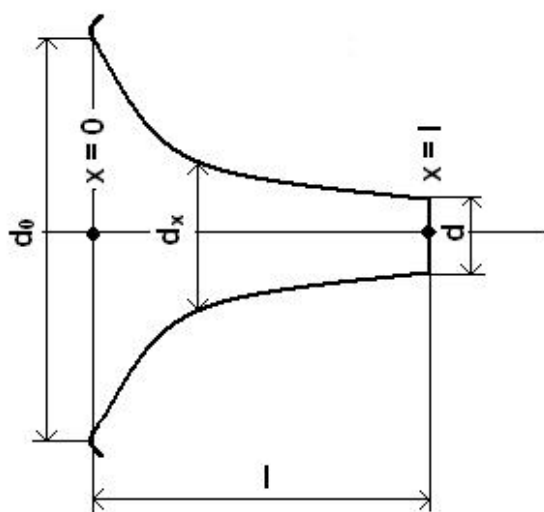
Na obr.(42.) je spektrum FSK signálu $40\text{kHz} \pm 600\text{Hz}$ přepínání kmitočtu probíhá s periodou 100ms. Na výstupu VCO tedy očekáváme ideálně obdelníkový průběh s frekvencí 10Hz. Jeho velikost bude dána vztahem (33.) určujícím zisk K_0 VCO. V případě zmíněného FSK signálu bude zisk 2734Hz/V to odpovídá $365\mu\text{V/Hz}$ tedy pro změnu kmitočtu 600Hz amplitudě ladícího napětí 200mV. Z průběhu ladícího napětí změřeného signálu lze odečíst hodnotu přibližně 100mV. Kdybychom to chtěli vyjádřit zpětně v kmitočtovém popisu VCO bylo by to $2f_1 = 19,2\text{kHz}$ a $f_{\text{off}} = 10\text{kHz}$. Výpočet je ovšem přibližný a velkou roli v něm hraje nastavení R_1 a R_2 a samozřejmě odečet hodnoty ustálené amplitudy signálu. V okamžiku změny FSK na druhý kmitočet se fáze liší nejvíc a fázový detektor má největší zisk, postupným sladováním fází SIGin a VCOin se napětí ustaluje na zmíněné hodnotě 100mV. Na obr.(43) je graficky zobrazen vliv navrhnutého filtru na napětí za detektorem pro FSK. Vliv je patrný, napětí za filtrem 3. řádu výrazně redukuje šum a zlepšuje odolnost vůči fázovému šumu.

DEMout představuje logický výstup, vstupní napětí z VCO je odděleno OZ jednotkovým zesílením a na jeho výstupu je napětí(28.), je dáno rozdílem fází krát 0,795 pro napájení 5V. Vlastní šum detektoru, tzn. bez přítomnosti signálu na vstupu SIGin byl stanoven na 10 mV. Výstupní napětí na DEMout je přibližně 120mV pro testovací signály simulující periodické poruchy v příloze H. Výstupní napětí demodulátoru je bez přítomnosti vstupního signálu 10mV. Na obr(44b) experimentálně určen nejmenší možný kmitočtový skok, který dokáže celá smyčka vyhodnotit. Kmitočet pro který je FSK signál chybně detekován je 40,065 kHz, jeho změna minimální změna musí být větší než $\pm 65\text{Hz}$.

9 Konstrukce komory

Účel komory je zaručit laminární proudění potřebné pro vznik vírů. Vstupní díl slouží k přechodu z většího průměru na menší rozměr válce. Pro tyto účely je vhodné použít Witošinskiho průchodku, ta dle vzorce(8.11) graficky znázorněného na obr.(29). V ideálním případě co největší průměr je nutno z praktických důvodů omezit na realizovatelnou mez. Pro konkrétní případ byly zvoleny:

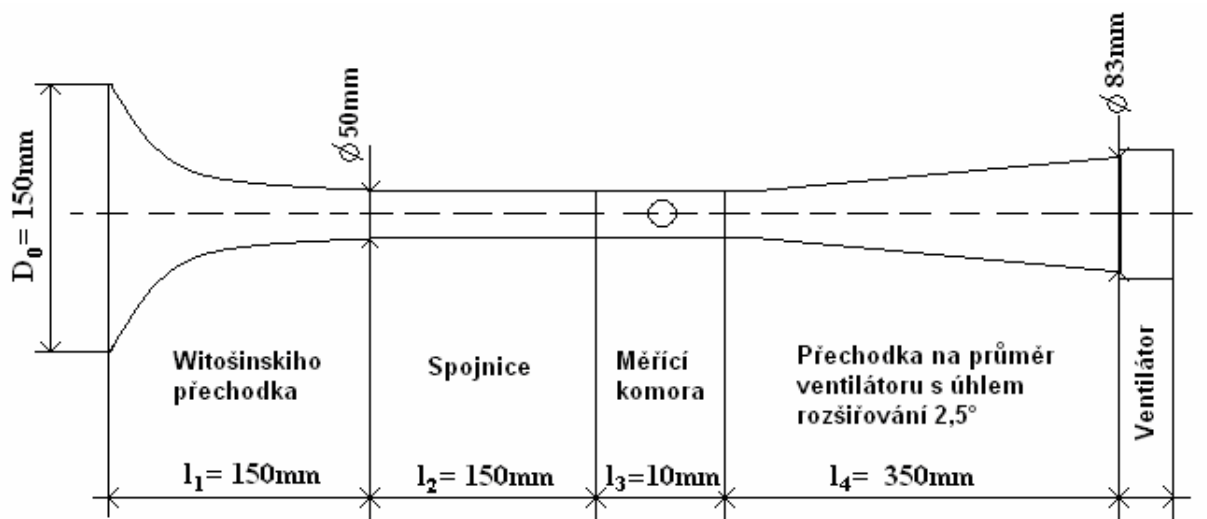
$$d_0 = 15\text{cm} \text{ a } d = 5\text{cm}, l = 15\text{cm}.$$



Obrázek 29 - Witošinski

$$dx = \frac{d}{\sqrt{1 - \left[1 - \left(\frac{d}{d_0}\right)^2\right]} \cdot \frac{\left[1 - \left(\frac{x}{l}\right)^2\right]^2}{\left[1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{x}{l}\right)^2\right]^3}} \quad (37)$$

Ve vstupním dílu je vhodné umístit síťku, nebo jemné pletivo z důvodu formování proudnic do laminárního proudění. Následuje spojnice sloužící k přechodu od Witošinskiho přechodky k měřicí komoře, ve které je umístěna překážka a ultrazvukové měniče jak je to na obr(11). Poslední část zase realizuje přechod z průměru měřicí komory na průměr ventilátoru, který vtahuje do komory přes Witošinskiho přechodku proudění vzduchu. Přechodka mezi ventilátorem a komorou by se měla pod mírným úhlem $2,5^\circ$ rozšiřovat. Tyto doporučení konstrukci komory byly vzaty v úvahu po konzultaci s prof. Ing. Karolem Fiřakovským, CSc z ústavu strojního inženýrství VUT. Komora byla vyrobena z papíru, což se je realizačně nejméně náročné a nejlevnější, zevnitř je vybroušena a nalakována. Vyrobena je na zobrazena na obr(41),(42).



Obrázek 30 - Měřicí komora

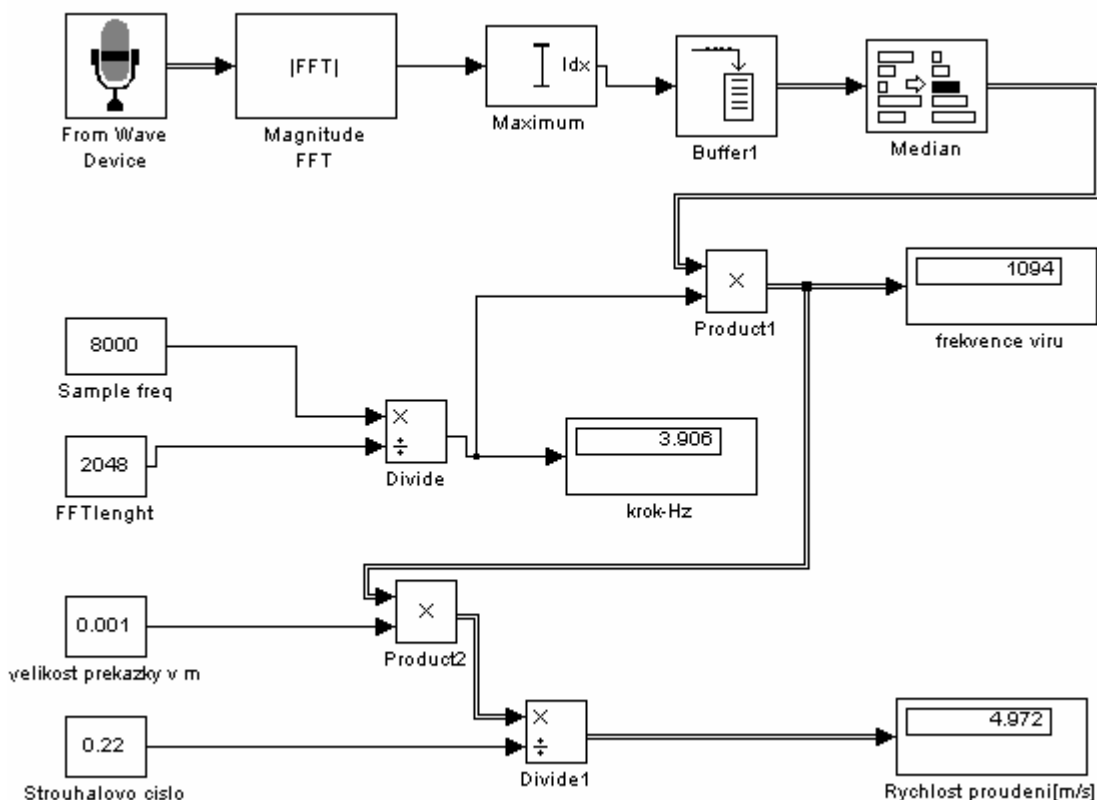
10 Zpracování demodulovaného signálu v Simulinku

Simulink je nadstavba Matlabu umožňující zpracování v reálném čase. Obsahuje velké množství Blocksetů pro jednotlivé oblasti techniky. Poskytuje uživateli možnost rychle a snadno vytvářet modely dynamických soustav ve formě blokových schémat a rovnic. Zpracovávaný signál, tj. ladící napětí VCO je v řádu stovek Hz, pro což lze využít vlastností zvukových karet v PC. Zvukové karty obsahují velmi dobrý antialiasingový filtr, zaručující dostatečné potlačení nežádoucích signálů vyšších frekvencí. Připojením signálu z detektoru na vstup zvukové karty je vhodné přes sériový kondenzátor jako střídavou vazbu s hodnotou např. 100n.

Použité bloky:

From Wave device

Jako zdroj signálu slouží blok From Wave Device v signal processing toolboxu. Data jsou ve formátu nekomprimované PCM. Vzorkovací frekvence je nastavitelná na 8000, 11025, 22050, nebo 44100 Hz, podporované velikosti vzorků jsou 8, 16 nebo 24b.



Obrázek 31 - Zpracování signálu v simulinku

FFT

Pro výpočet spektrálních složek je použita segmentovaná FFT, výpočet se uskutečňuje z vektorů vzorků N . Diskrétní Fourierova transformace přiřazuje posloupnosti délky N jinou posloupnost délky N . Originál je $\{s(n)\}$, obraz je $\{S(k)\}$. Nalezení obrazu pak lze vyjádřit ve 3 krocích. Nejprve se posloupnosti $\{s(n)\}$ délky N přiřadí periodická posloupnost $\{\tilde{s}(n)\}$ s periodou N . Dalším krokem je nalezení obrazu a následuje přiřazení délky N periodické posloupnosti $\tilde{S}\{k\}$ [18]. Vzdálenost spektrálních čar je dána jako f_{vz}/N .

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} kn\right) \quad (38)$$

Maximum:

Blok identifikuje pozici, nebo hodnotu největšího prvku v každém sloupci vstupních dat. Pakliže se hodnota maxima objeví ve vstupním vektoru více než jednou, blok použije první hodnotu. Dále může blok pracovat v režimu Value mode, kdy vrací hodnotu maxima, nebo jako kombinaci maxima a indexu. Při použití režimu Index mode je výstup celé číslo v rozsahu $[1 - N]$.

Median:

Blok realizuje medián ze vstupního vektoru K hodnot, tj. setřídí prvky od nejmenší hodnoty po největší a jako výstupní hodnotu vybere hodnotu ležící uprostřed. Platí, že nejméně 50 % hodnot je menších nebo rovných a nejméně 50 % hodnot je větších nebo rovných mediánu. Výhoda mediánu spočívá v tom, že není ovlivněn extrémními hodnotami[6].

Popis funkce:

Zařízení From Wave device ekvidistantně vzorkuje vstupní signál, tedy ladící napětí VCO. Je vhodné volit nižší vzorkovací frekvenci pro dosažení většího rozlišení ve spektru. Nejnižší hodnota kterou blok podporuje je 8000Hz. Následuje blok FFT, který vytvoří vektor spektrálních koeficientů, ze kterých pak blok maximum hledá index největší spektrální čáry. Index maxima však není stálá hodnota a mění se okolo frekvence kterou, lze označit za střední frekvenci šíření vírů. Proto lze ze souboru maxim, které můžeme vytvořit použitím bufferu proměnné velikosti, hledat nejčastější hodnotu a tím je medián. Takto získaný index spektrální čáry vynásobíme frekvenčním krokem, určujícím vzdálenost spektrálních čar jako f_{vz}/N a získáme informaci o frekvenci vírů. Dále můžeme vypočítat teoretickou rychlost proudění ze vztahu(3). Celé schéma je na obr.(31), ilustruje situaci pro překážku $D = 0.001$ a $f_s = 1094\text{Hz}$. Odpovídající ideálně proudění vzduchu 4.9m/s.

11 Závěr

V diplomové práci byly uvedeny metody, které se používají k měření rychlosti proudění. Zvláštní pozornost byla věnována principu měření proudění pomocí rozvoje vírové Kármánovy stezky.

Požítá ultrazvuková čidla UST40R/T byla vybrána na základě jejich komerční dostupnosti a dobré citlivosti vhodné pro konstrukční řešení komory. Signál z čidel je filtrován pásmovou propustí State Variable Bandpass z [12]. Výhoda propusti spočívá v menší citlivosti na hodnoty odporů, ty vycházejí v rozsahu 1-100k Ω a simulací byla ověřena teplotní stabilita filtru. Jako generátor signálu 40kHz byl zvolen mikrokontroler atmel TINY2313 pracující s krystalem 20MHz. Fázový závěs představuje obvod 74HC4046, byl navržen s aktivním filtrem smyčky třetího řádu s fázovou rezervou přibližně $\Phi_{\text{Margin}} = 45^\circ$. Celá soustava byla testována zkušebními signály a byly určeny její parametry: minimální změna kmitočtu u FSK modulovaného signálu, kterou obvod detekuje a to 40kHz \pm 65Hz. Napětí na výstupu detektoru je při $U_{cc} = 5V$ je přibližně 120mV, závisí na rozdílu fáze vstupního signálu a signálu z VCO. Celkové obvodové zapojení je v přílohách A, B.

V práci byly určeny meze pro detekci periodických poruch s využitím obvodu 74HC4046, pracujícím s čidly UST40T/R na kmitočtu 40kHz. Komora měřiče byla vytvořena na základě doporučení z ústavu letectví, avšak její funkci nebylo možno ověřit jinak, než detekcí samotných poruch, optimální by bylo pracovat s komorou navrženou a ověřenou, například pomocí některé z metod zviditelňování proudění. Pro případ měření v komoře u které by byl rozvoj vírů byl zaručen, lze s využitím simulinku zpracovávat signál v reálném čase na PC, schéma pro zpracování v simulinku je uvedeno v kapitole 10. a využívá segmentované FFT. Ve spektru se následně hledá nejčtenější hodnota maxima, která je označena jako střední hodnota Strouhalovy frekvence a následně je přepočítána dle(3) na střední rychlost proudění vzduchu.

Seznam použité literatury :

- [1] ČIŽMÁR, J. *Letecké přístroje a výšková výstroj letadel*. Skriptum. Brno: FVT UO v Brně, 2007.
- [2] LIN, Y;HANS, V. *Self-monitoring ultrasonic gas flow meter*. Journal of Physics: Conference Series. 2005, vol. 13, p. 81-85.
- [3] HARDY,J;E.;McKNIGHT,T.E; HYLTON, J.O. *Real-Time Measurement of Vehicle Exhaust Gas Flow*. In Proceedings of the 4th International Symposium on Fluid Flow Measurement. Denver, USA: CEESI - Colorado Engineering Experiment Station Inc., 1999. p. 1-11.
- [4] Types of Fluid Flow Meters. *Engineering ToolBox* [online] 2005 [cit 2008-18-03]. Dostupné na : WWW: < <http://www.engineeringtoolbox.com> >
- [5] ESPEYRAC.L;PASCAUD.S. *Strouhal instability - Von Karman Street* [online]. Hydraulique et Mécanique des Fluides, 2001/2002. Dostupné na WWW: < <http://hmf.enseeiht.fr/travaux/> >
- [6] *Wikipedia : The Free Encyclopedia* [online]. Dostupné na WWW: < <http://www.wikipedia.org/> >.
- [7] PROKES,A. *Komunikační systémy*. Skriptum. Brno : VUT. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [8] DOSTÁL,T. *Elektrické filtry*. Brno : VUT 2002. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [9] HALLIDAY,D; RESNICK,R;WALKER,J. *Fyzika: Mechanika – Termodynamika* Brno : VUT – VUTIUM, Prométheus, 2002.
- [10] PINSON,F; BAUDON,A. *Von Karman Vortex sheets* [online] Hydraulique et Mécanique des Fluides, 2001/2002 Dostupný na WWW:<<http://hmf.enseeiht.fr/travaux/>>
- [11] KAZDA, O. *Ultrazvukový měřič rychlosti větru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. 52s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Zdeněk Kolka.
- [12] WINDER, S. *Analog And Digital Filter Design*. 2. vyd., United Kingdom: Elsevier Science& Technology, 2002. 405s. ISBN: 9780750675475
- [13] ANALOG DEVICES. *ADTL082/ADTL084* Dostupné na WWW: <<http://www.alldatasheet.com>>
- [14] ON SEMICONDUCTOR. *MC74HC4046A datasheet* Dostupné na WWW: <<http://www.alldatasheet.com>>
- [15] PHILIPS SEMICONDUCTORS. *HCT4046A datasheet* Dostupné na WWW:<<http://www.alldatasheet.com> >

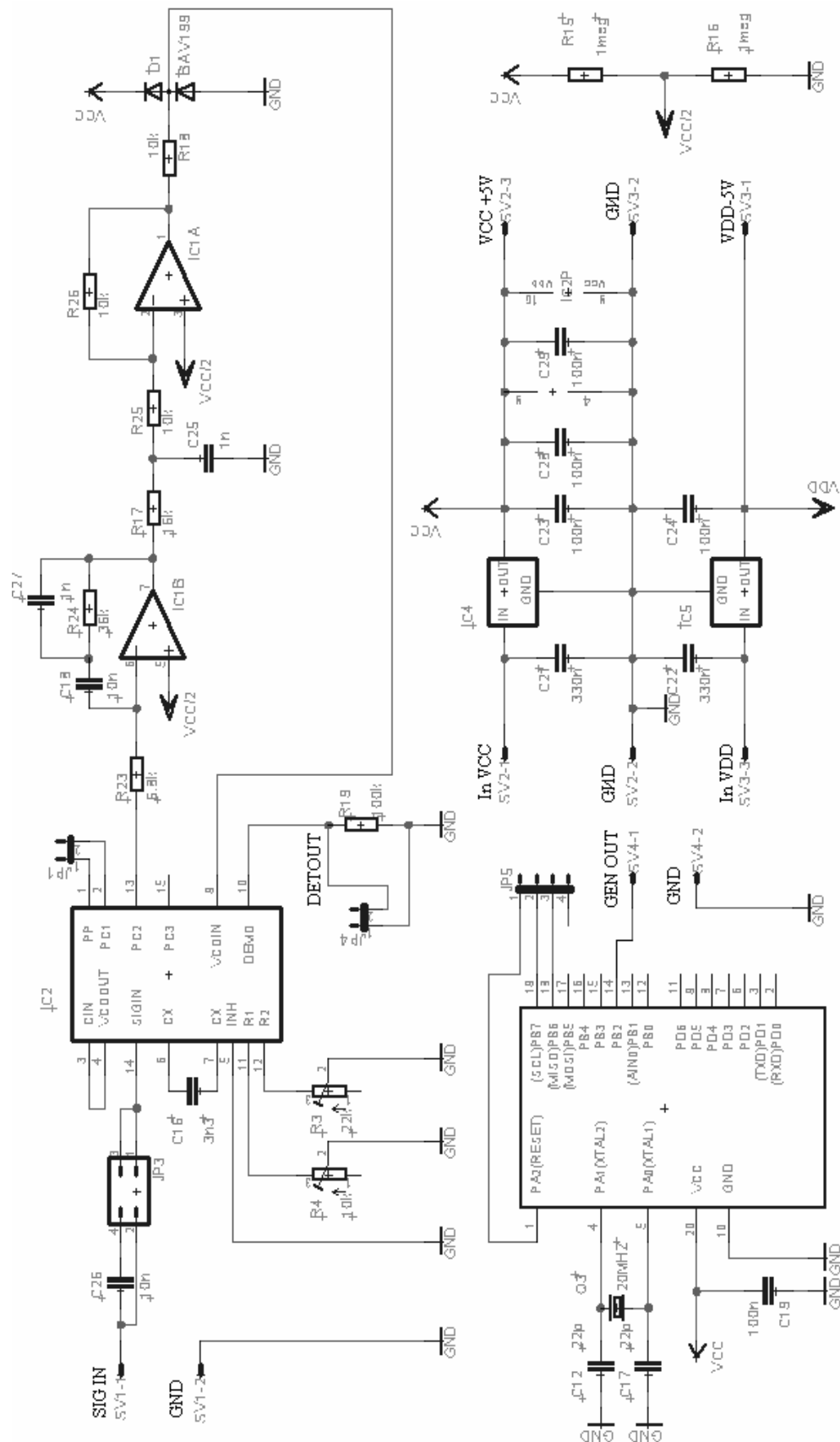
-
- [16] Věnceslav, František Kroupa. *Teorie fázových závěsů a jejich aplikace v elektronice*. 2.vyd. Praha : Academia, 1995. 254s. ISBN: 80-200-0531-5.
- [17] HANUS, S; SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [18] ŠEBESTA, V; SMÉKAL, Z. *Signály a soustavy*. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [19] KOLKA, Z. *Počítačové řešení elektronických obvodů*. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.

Seznam symbolů a zkratk :

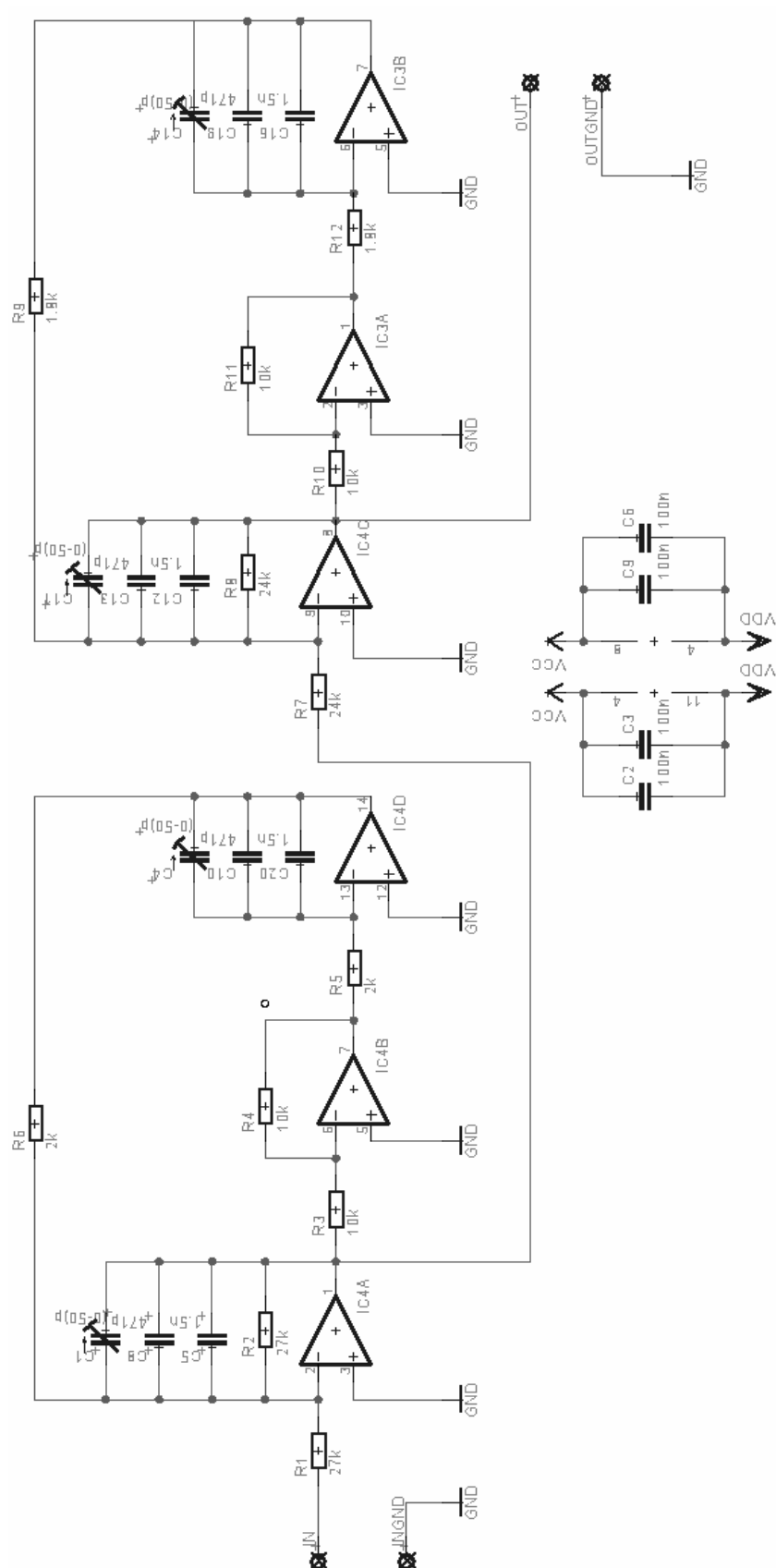
LDA	Laser Doppler Anemometer
S	Strouhalovo číslo
Re	Reynoldsovo číslo
U₀	Rychlost proudění plynu nebo kapaliny
D	Charakteristický rozměr překážky
ν	Viskozita
f_s	Frekvence víru
Bluffbody	Překážka umístěná v komoře
Inflow	Vstupní proudění
μ	Dynamická viskozita
I	Intenzita zvuku
P	Výkon akustického vlnění
S	Plocha, na kterou dopadá akustické vlnění
α	Činitel útlumu na jednotku vzdálenosti
PLL	Phase-locked-loop – fázový závěs
VCO	Voltage – controlled - oscillator pětově řízený oscilátor
BW	Bandwidth – šířka pásma
DSP	Deska Tištěných Spojů
PCM	Pulzně kódová modulace
FFT	Fast Fourier transformation
f_{0Cnx}	Výstupní frekvence při CTC módu
f_{clk_I/O}	Taktovací frekvence mikrokontroleru
C/T	Counter/Timer – čítač/časovač
CTC	Clear Timer on Compare Match – mód C/T
Dem.	Demodulator output
ppm	Parts per million

12 Přílohy

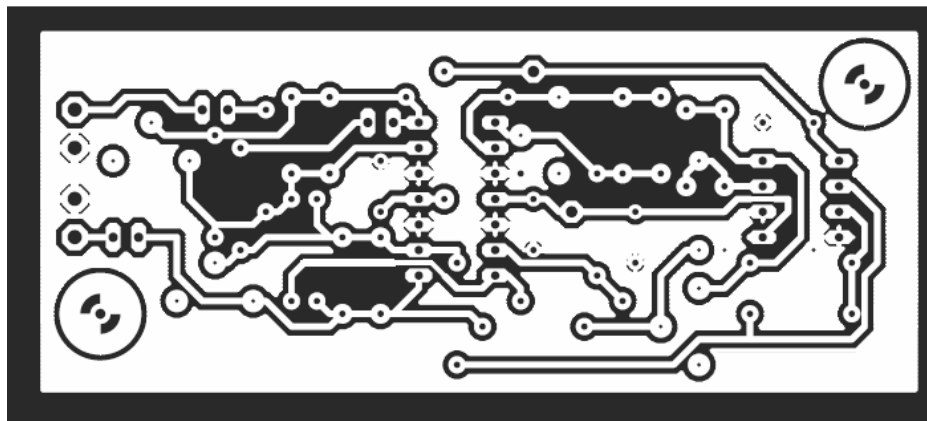
A. Schéma zapojení – 40kHz generátor + PLL



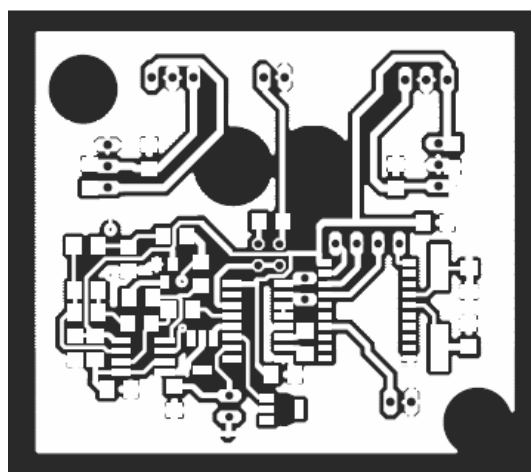
B. Schéma zapojení Pásmové propusti



C. Desky plošných spojů:

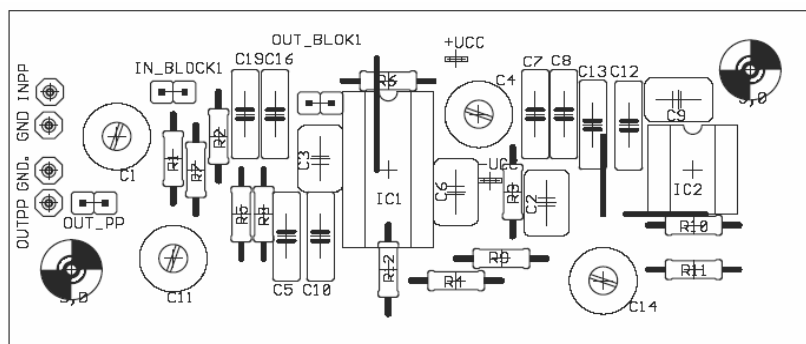


Obrázek 32 - DSP filtr

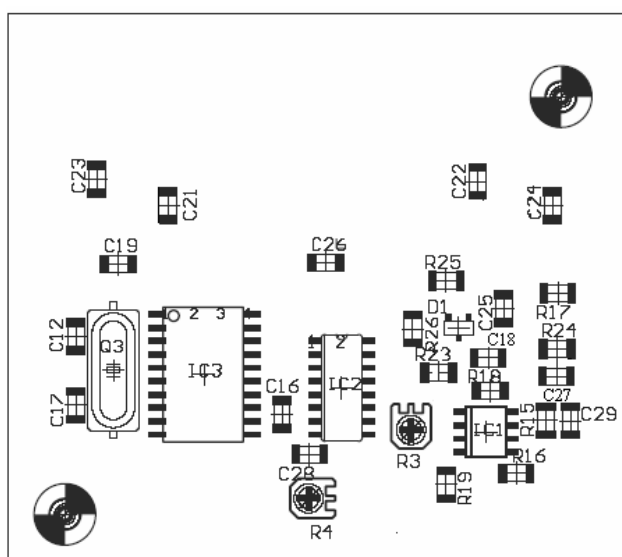


Obrázek 33 - DSP -GEN+PLL

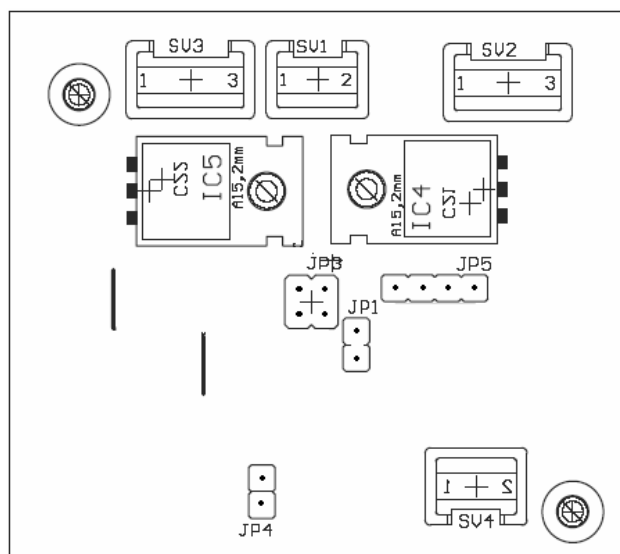
D. Osazení desek plošných spojů:



Obrázek 34- Osazení DSP filtr



Obrázek 35 – Osazení DSP GEN+PLL spodní strana pohled ze spodu



Obrázek 36 –Osazení DSP GEN+PLL vrchní strana pohled zvrchu

E. Rozpiska součástek

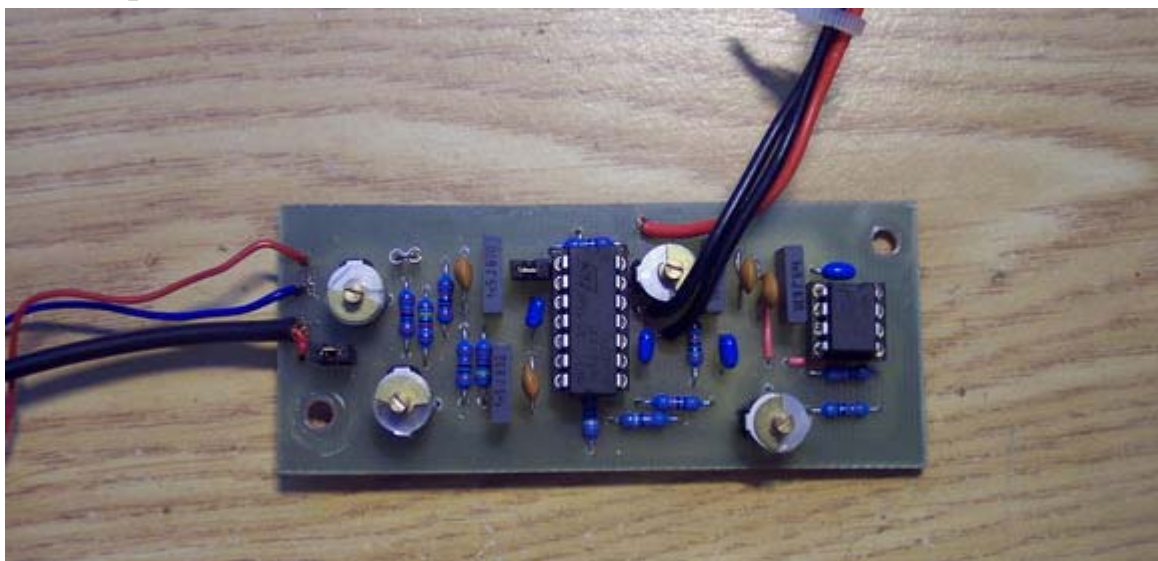
Část:		Filtr	
Odpory - Metalické 0.6W, tol. - 1%, ±50ppm			
Hodnota	Součástka	Pouzdro	kusů
1.8kΩ	R9,R12	vel.0207	2
2kΩ	R5,R6	vel.0207	1
7kΩ	R2	vel.0207	1
10kΩ	R3,R4,R10,R11	vel.0207	4
24kΩ	R7,R8	vel.0207	2
27kΩ	R1	vel.0207	1
Kondenzátory – kapacitní trimry CKT, PP, (-200±400)pmm			
Hodnota	Součástka	Pouzdro	kusů
3-50pF	C1,C4,C11,C14	D10mm RM10x5mm	4
Kondenzátory -keramické, 50V, ±10%, XR7, ±30pmm			
Hodnota	Součástka	Pouzdro	kusů
100nF	C2,C3,C6,C9	RM 5mm	4
470pF	C8,C10,C13,C19	RM 5mm	4
Kondenzátory -fóliové, ±5%, 63V, ±18pmm			
Hodnota	Součástka	Pouzdro	kusů
1n5	C5,C7,C12,C16		4
Integrované obvody			
Hodnota	Součástka	Pouzdro	kusů
TL084	IC1	DIL14S	1
TL082	IC2	DIL8S	1

Tabulka 2 - Rozpiska součástek filtr

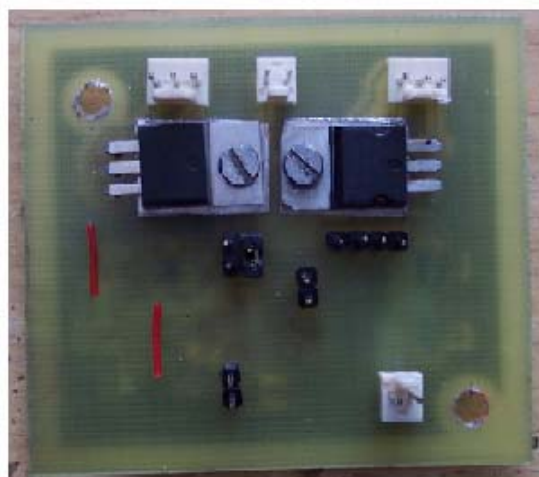
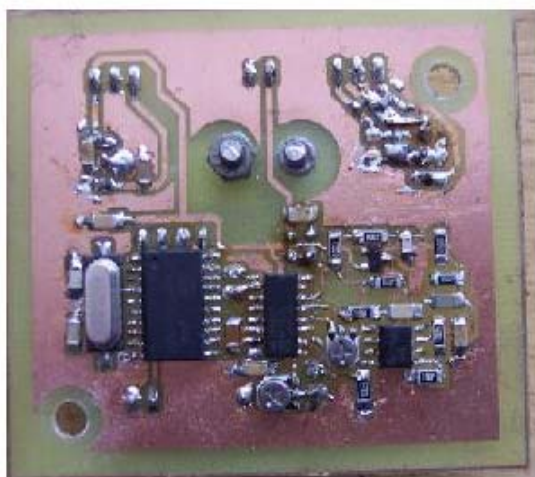
Část:		Generátor 40kHz + PLL	
Odpory – 0.25W 5%			
Hodnota	Součástka	Pouzdro	Kusů
6.8k	R23	SMD 1206	1
10k	R18,R25,R26	SMD 1206	3
16k	R17	SMD 1206	1
36k	R24	SMD 1206	1
100k	R19	SMD 1206	1
1meg	R15,R16	SMD 1206	2
Odporové trimry			
Hodnota	Součástka	Pouzdro	Kusů
10k	R4	SMD 4312	1
22k	R3	SMD 4312	1
Kondenzátory – 50V 10%			
Hodnota	Součástka	Pouzdro	Kusů
22p	C12,C17	SMD1206	2
1n	C27	SMD1206	1
3n3	C16	SMD1206	1
10n	C18,C26	SMD1206	2
100n	C19,C23,C24,C28,C29	SMD1206	5
330n	C21,C22	SMD1206	2
Diody			
Hodnota	Součástka	pouzdro	Kusů
BAV199-70V 0,2A 0,33W	D1	SOT23	1
Integrované obvody			
Hodnota	Součástka	Pouzdro	Kusů
LM358	IC1	SO08	1
74HC4046A-D	IC2	SO16	1
ATtiny2313(20MHz max)	IC3	SOIC20S	1
7805 +5V 1A	IC4	TO220	1
7905 -5V 1A	IC5	TO220	1
Krystal			
Hodnota	Součástka	Pouzdro	Kusů
20MHZ	Q3	HC49U/S	1
Ostatní			
Název	Součástka	Pouzdro	Kusů
Lámací lišta jednostranná – 20p	JP1,JP3,JP4,JP5	-	1
Konektory	SV1,SV2	(PSH02 + PFH02)-02P	2
	SV3,SV4	(PSH02 + PFH02)-03P	2
Ultrazvukové měniče	UST 40R+UST40T	-	1

Tabulka 3 - Soupiska součástek Generátor a PLL

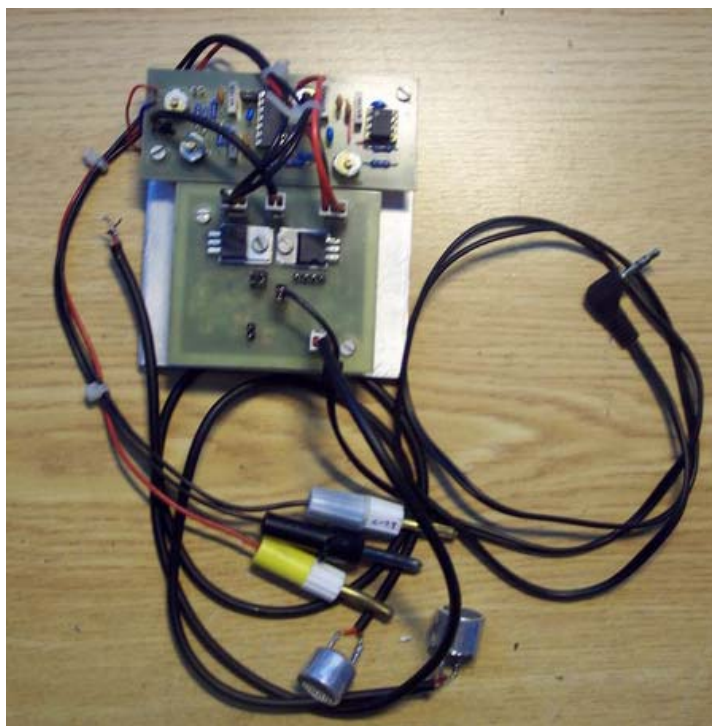
F. Přípravek



Obrázek 37 – Filtr – realizace

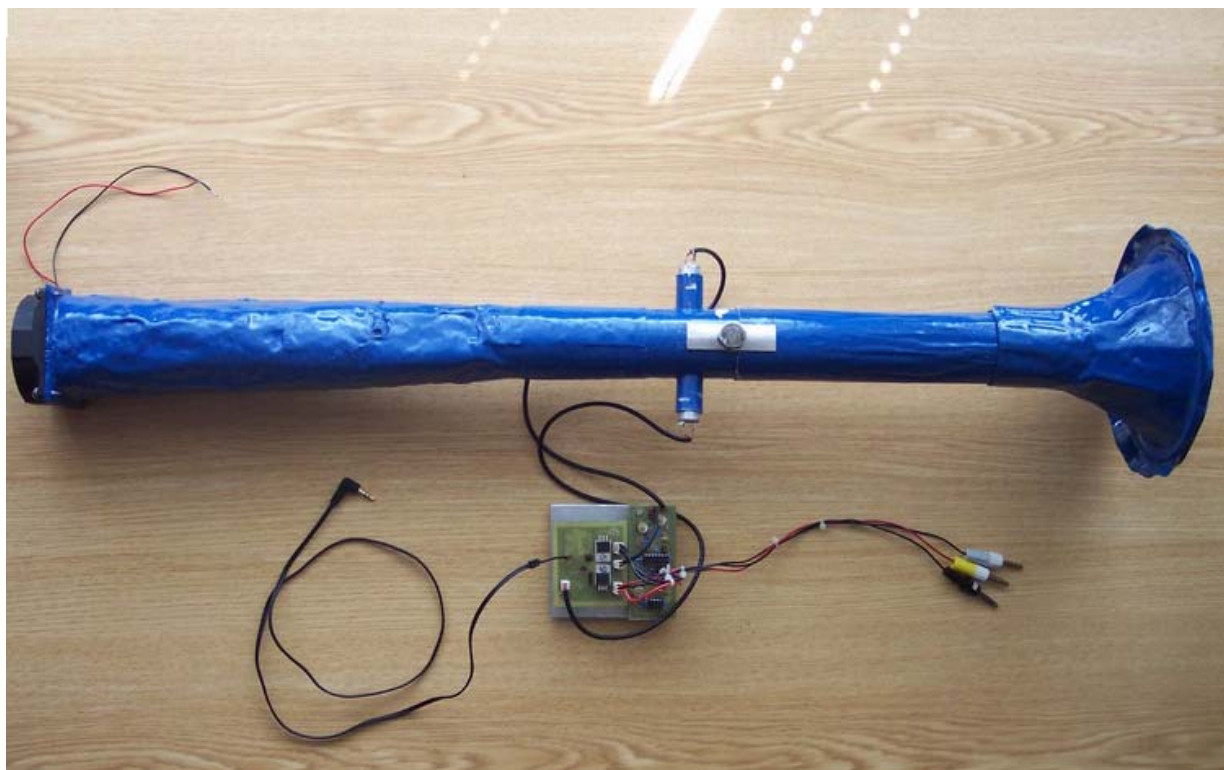


Obrázek 38 - PLL + Generátor – realizace

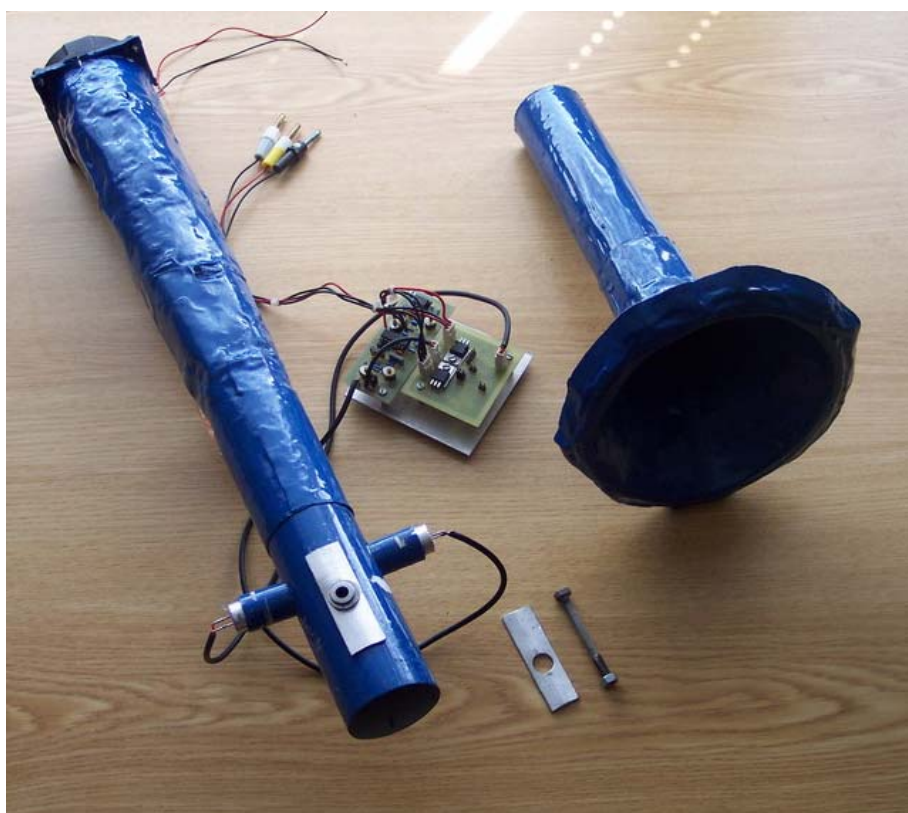


Obrázek 39 - Přípravek – realizace

G. Měřicí komora

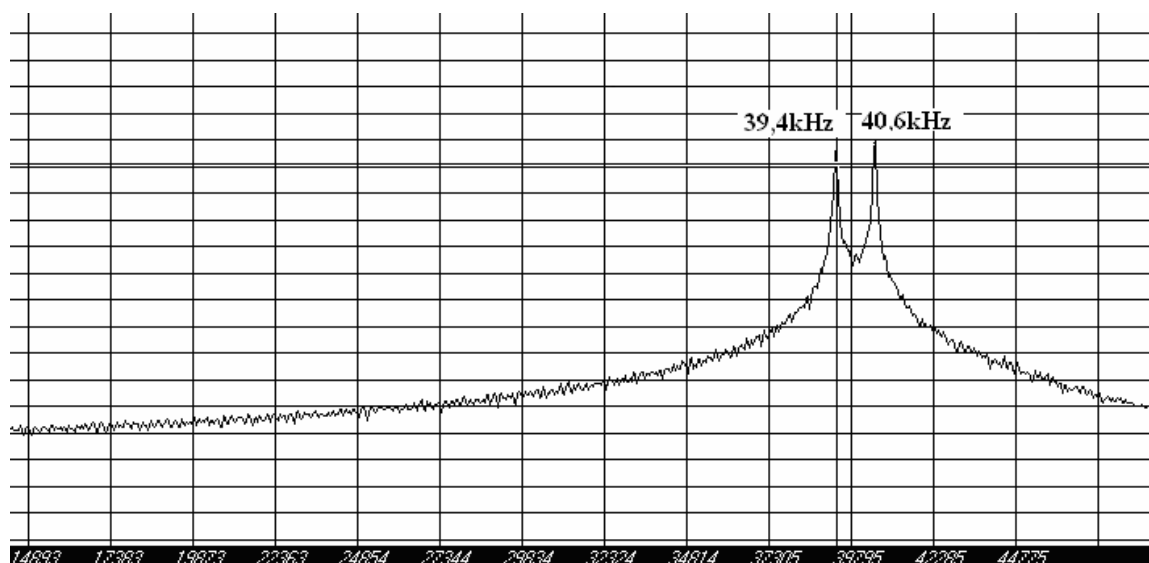


Obrázek 40 –Měřicí komora – pohled z vrchu

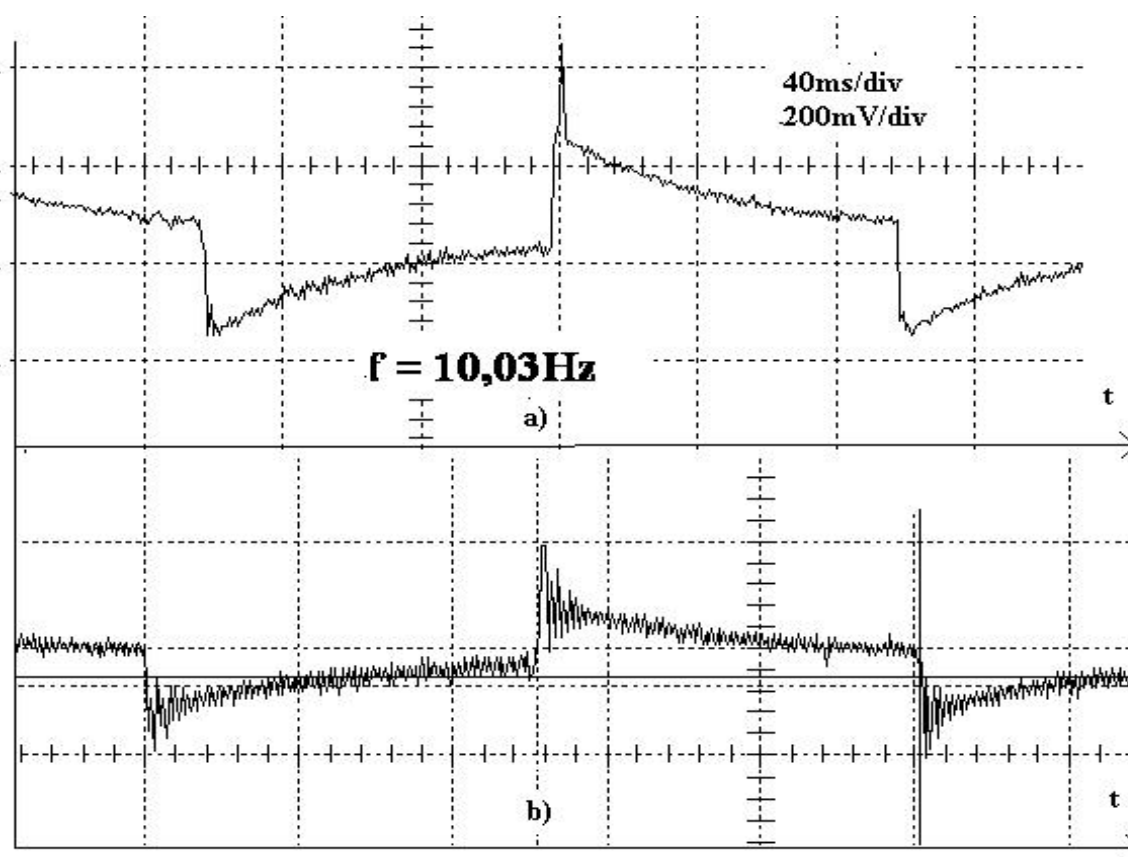


Obrázek 41 - Měřicí komora - bez vstupního dílu

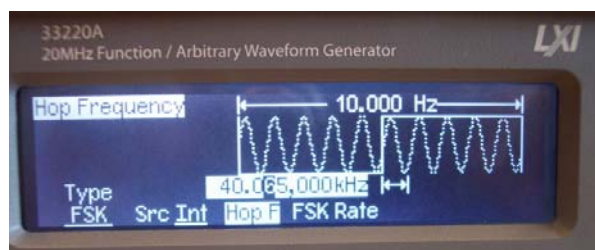
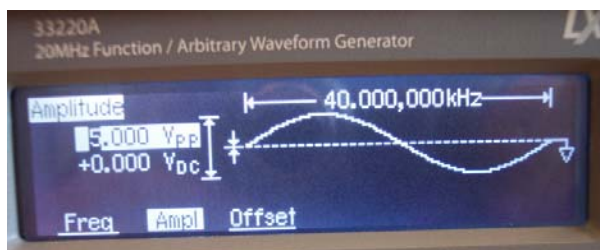
H. Testovací signály



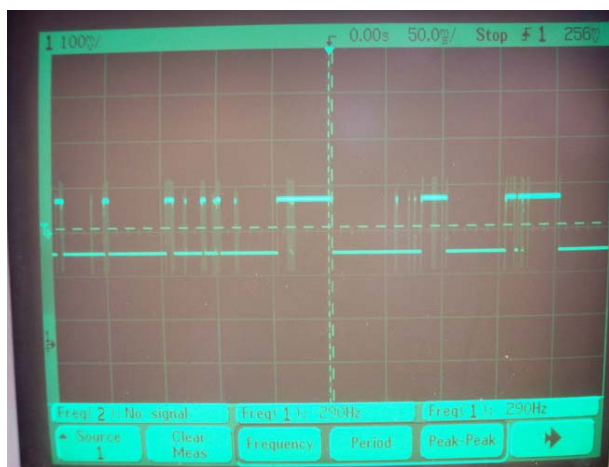
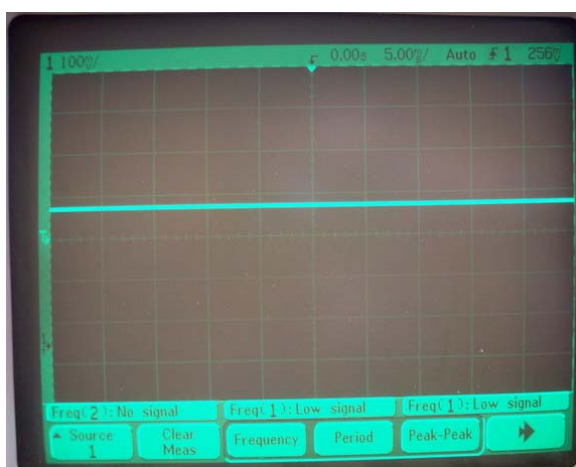
Obrázek 42 - Testovací FSK signál $40\text{kHz} \pm 600\text{Hz}$



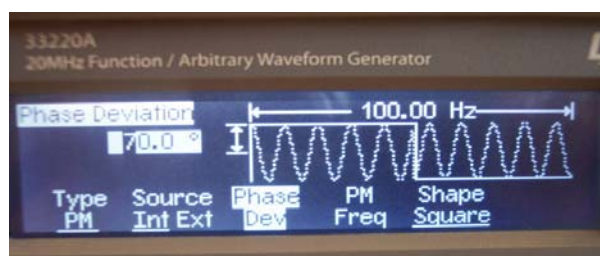
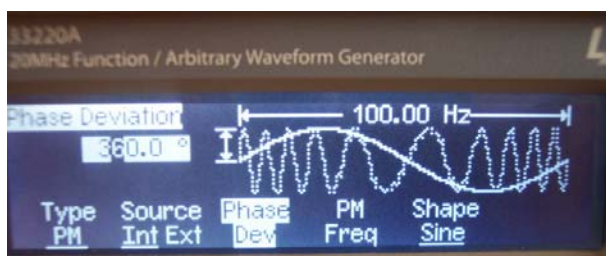
Obrázek 43-Porovnání signálu na Dem. pro b)poměrový RC a a)aktivní filtr 3 řád



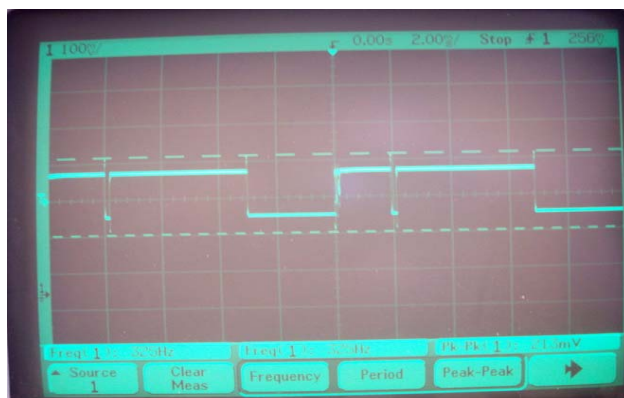
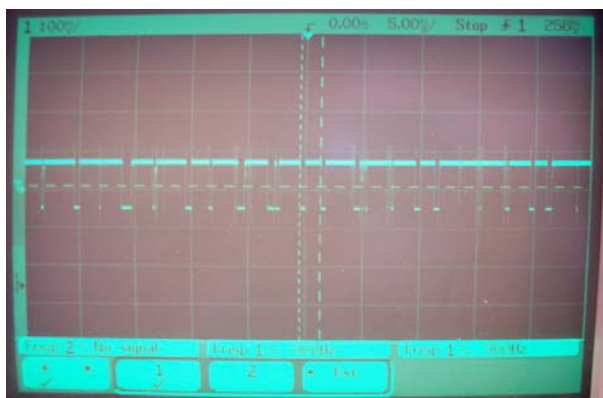
Obrázek 44 - a) nastavení buzení 40kHz b) Minimální detekovaný FSK hop s FSK rate = 10Hz



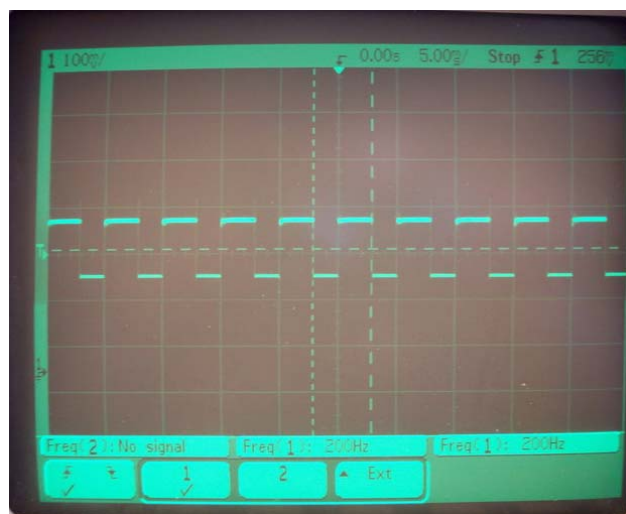
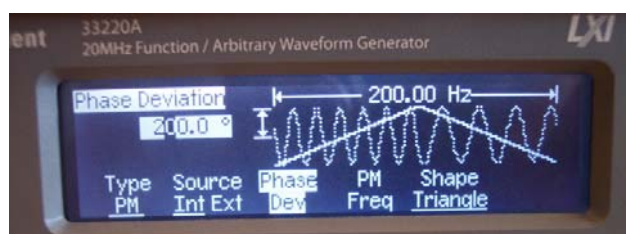
Obrázek 45 - a) Dem. output 40kHz b) Dem. při aplikaci FSK hop s FSK rate = 10Hz



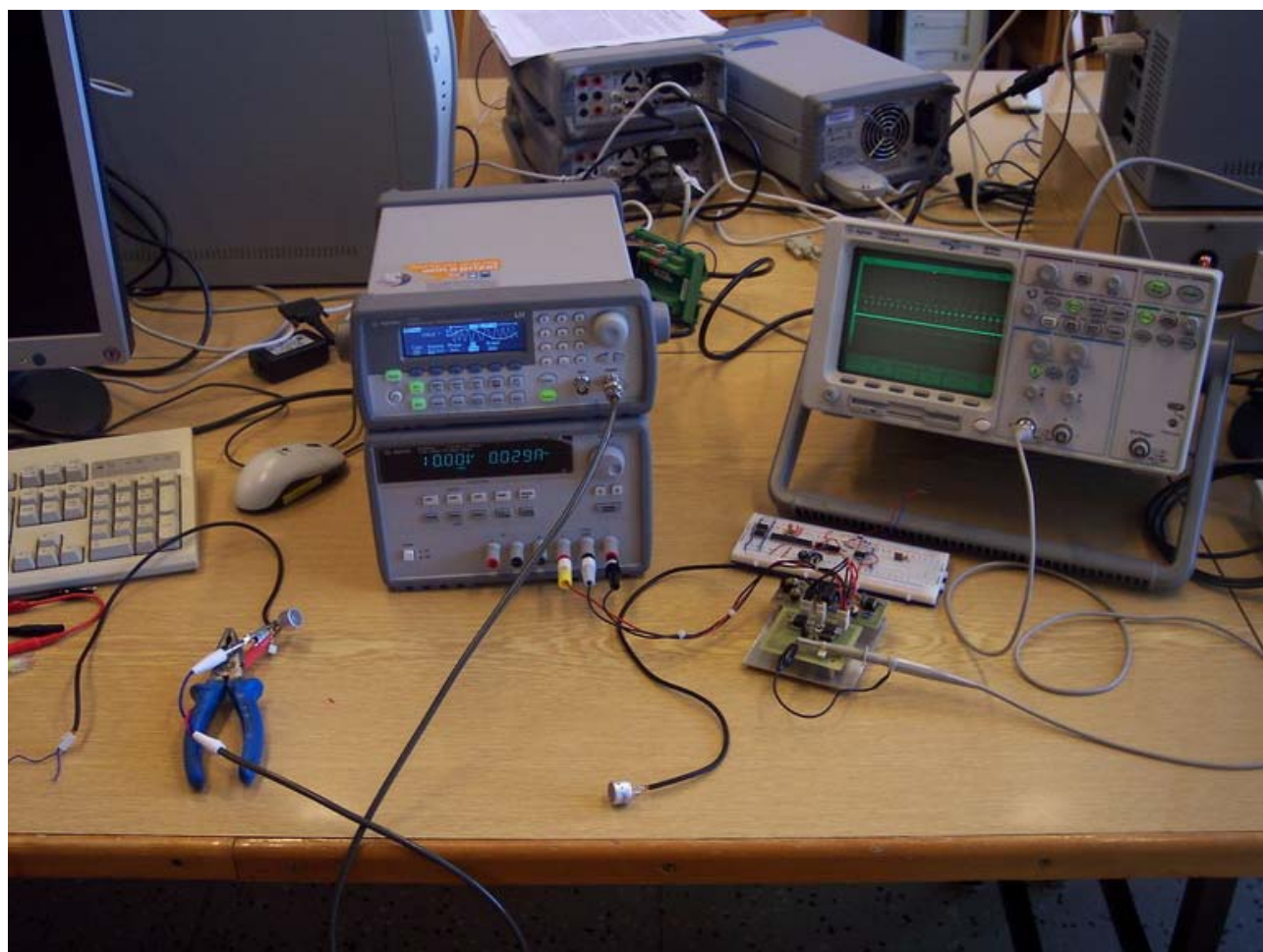
Obrázek 46 - a) Fázová modulace modulační funkce sin b) Fázová modulace modulační funkce - obdelník



Obrázek 47 –a)b) průběhy signálů na Dem. při nastavení z obr.46a)b)



Obrázek 48 - Fázová modulace fázová odchylka 200° trojúhelník - modulační funkce a odezva na Dem.



Obrázek 49 - Měřící pracoviště